

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

MÁRIO HENRIQUE DE GAMA E SILVA

ANÁLISE DE CONVERSORES COM ALIMENTAÇÃO FOTOVOLTAICA

Ilha Solteira - SP
2026



MÁRIO HENRIQUE DE GAMA E SILVA

ANÁLISE DE CONVERSORES COM ALIMENTAÇÃO FOTOVOLTAICA

Trabalho de Graduação apresentado à Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”, campus de Ilha Solteira/SP, como requisito obrigatório para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo

Ilha Solteira – SP

2026

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

G185a Gama e Silva, Mário Henrique de.
Análise de conversores com alimentação fotovoltaica / Mário Henrique de Gama e Silva. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2026
135 f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista (UNESP), Faculdade de Engenharia, Ilha Solteira, 2026

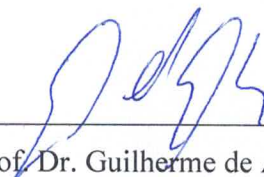
Orientador: Guilherme de Azevedo e Melo

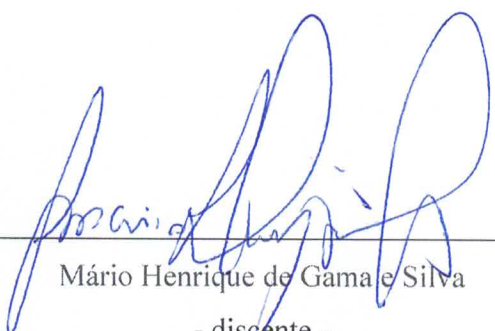
Inclui bibliografia

1. Eletrônica de potência. 2. Conversores CC-CC. 3. Conversor BOOST. 4. Conversor BUCK. 5. Conversor SEPIC. 6. Energia fotovoltaica.

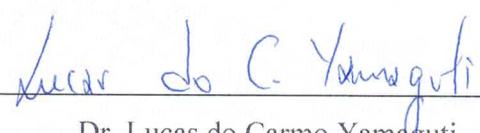
ATA DE DEFESA DE TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Aos seis dias do mês de julho do ano de dois mil e vinte e seis, o discente *Mário Henrique de Gama e Silva*, matriculado sob o nº 152052828, tendo como banca examinadora o seu orientador, o Prof. Dr. *Guilherme de Azevedo e Melo*, o Dr. *Rodrigo Alessandro Nunes de Oliveira* e o Dr. *Lucas do Carmo Yamaguti*, apresentou o Trabalho de Graduação intitulado **"ANÁLISE DE CONVERSORES COM ALIMENTAÇÃO FOTOVOLTAICA"**, obtendo a nota 8,5 (oito e meio) e conceito aprovado.


Prof. Dr. Guilherme de Azevedo Melo
- orientador -


Mário Henrique de Gama e Silva
- discente -


Dr. Rodrigo Alessandro Nunes de Oliveira
- Membro da Banca -


Dr. Lucas do Carmo Yamaguti
- Membro da Banca -

Dedico este trabalho àqueles que me querem bem.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Dr. Guilherme de Azevedo e Melo, orientador deste trabalho, pela condução firme, partilha de conhecimento e paciência indispensáveis para a concretização desta pesquisa.

Ao Professor Dr. Alexandre César Rodrigues da Silva, meu primeiro orientador e tutor no processo de dilação de curso, pelo suporte acadêmico, compreensão e acolhimento em momentos decisivos da minha trajetória universitária.

A toda a equipe de técnicos da instituição, cujo suporte foi fundamental para o desenvolvimento deste trabalho, com um agradecimento especial ao Everaldo pela prontidão e auxílio técnico.

Aos profissionais da zeladoria, segurança e limpeza do campus, que no cotidiano da universidade nunca me negaram uma palavra de incentivo, sorriso ou apoio.

Aos meus amigos José Eustáquio, Julino, Renan e Rui, pelo companheirismo, debates, incentivos mútuos e por tornarem a jornada acadêmica mais leve e memorável.

À minha mãe Célia, às minhas tias, em especial à Eliana, pelo amor incondicional, por acreditarem no meu potencial mesmo nos dias mais difíceis.

A todos que, direta ou indiretamente, fizeram parte desta conquista.

““Demorei mais do que esperava, mas cheguei sem abandonar quem decidi ser.”

RESUMO

O presente trabalho está embasado em um estudo que utiliza a alimentação fotovoltaica como contexto para comparar conhecimento teórico, simulação e implementação física em eletrônica de potência. O objetivo não foi revisar exhaustivamente a literatura, mas investigar como modelos teóricos de conversores CC-CC não isolados se comportam quando submetidos às condições reais de construção e operação.

As especificações do sistema de alimentação permitiram estabelecer objetivos relacionados à tensão, corrente, potência, resistência, estrutura física e critérios de funcionamento dos conversores estudados. A análise concentrou-se no gerenciamento da energia fornecida por meio dos conversores BUCK, SEPIC e BOOST, sem desconsiderar os elementos responsáveis pelo fornecimento e armazenamento de energia.

O trabalho envolveu dimensionamento matemático, simulação computacional e implementação prática dos conversores, incluindo circuitos de controle, levantamento de parâmetros dos componentes e comparação entre resultados teóricos, simulados e experimentais. Foram observadas diferenças recorrentes entre os modelos ideais e o comportamento real dos circuitos, destacando o impacto das perdas dissipativas, das limitações dos componentes, das restrições impostas pela alimentação e da influência das condições de montagem.

Os resultados mostraram que compreender o funcionamento dos conversores exige observar não apenas suas relações matemáticas, mas também os efeitos produzidos pela implementação física e pelo controle do chaveamento. De modo geral, o estudo destaca a investigação, a validação experimental e a adaptação às condições reais como instrumentos fundamentais para o desenvolvimento e a análise de sistemas de conversão de energia alimentados por fontes fotovoltaicas de baixa tensão.

Palavras-chave: eletrônica de potência; conversores CC-CC; conversor BOOST; conversor BUCK; conversor SEPIC; energia fotovoltaica.

ABSTRACT

This work is based on a study that uses photovoltaic energy as a context to compare theoretical knowledge, simulation, and physical implementation in power electronics. The objective was not to conduct an exhaustive literature review, but rather to investigate how theoretical models of non-isolated DC-DC converters behave when subjected to real-world construction and operating conditions.

The power supply specifications allowed for the establishment of objectives regarding voltage, current, power, resistance, physical structure, and operational criteria for the converters. The analysis focused on managing the energy delivered via BUCK, SEPIC, and BOOST converters, while also considering the elements responsible for energy supply and storage.

The work involved mathematical sizing, computer simulation, and the practical implementation of the converters—including control circuits, component parameter characterization, and a comparison of theoretical, simulated, and experimental results. Recurring differences were observed between ideal models and actual circuit behavior, highlighting the impact of dissipative losses, component limitations, power supply constraints, and the influence of assembly conditions.

The results demonstrated that understanding converter operation requires examining not only mathematical relationships but also the effects arising from physical implementation and switching control. Overall, the study highlights investigation, experimental validation, and adaptation to real-world conditions as fundamental tools for developing and analyzing energy conversion systems powered by low-voltage photovoltaic sources.

Keywords: power electronics; DC-DC converters; BOOST converter; BUCK converter; SEPIC converter; photovoltaic energy.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Princípio de funcionamento de uma célula fotovoltaica.....	18
Figura 2: Corrente x Tensão sob a variação solar.....	20
Figura 3: Topologia do conversor BOOST.....	24
Figura 4: Circuito equivalente de um diodo.....	25
Figura 5: Curva de condução do diodo.....	25
Figura 6: Primeira etapa de chaveamento.....	31
Figura 7: Segunda etapa de chaveamento.....	32
Figura 8: Formas de ondas das tensões do conversor BOOST.....	35
Figura 9: Formas de ondas das correntes do conversor BOOST.....	36
Figura 10: Forma de onda das tensões nos capacitores do conversor BOOST.....	39
Figura 11: Formas de ondas das tensões e correntes do conversor BOOST.....	40
Figura 12: Correntes máximas no indutor e no diodo.....	41
Figura 13: Forma de onda da tensão no indutor para análise do valor médio.....	43
Figura 14: Corrente no indutor no modo de condução crítico.....	46
Figura 15: Primeira e segunda etapa do chaveamento diante das perdas dissipativas	49
Figura 16: Topologia do conversor BUCK.....	51
Figura 17: Primeira e segunda etapa de chaveamento do conversor BUCK.....	52
Figura 18: Formas de ondas das tensões e correntes no conversor BUCK.....	53
Figura 19: Topologia do conversor SEPIC.....	55
Figura 20: Primeira e segunda etapa de chaveamento do conversor SEPIC.....	56
Figura 21: Formas de ondas das tensões e correntes no conversor SEPIC.....	57
Figura 22: Esquema básico de um conversor controlado.....	59
Figura 23: Circuito do divisor de tensão.....	60
Figura 24: Circuito do diodo regulador de tensão.....	61
Figura 25: Componente TL431.....	61
Figura 26: Diagrama simplificado de um comparador.....	62
Figura 27: Comparador Não Inversor.....	63
Figura 28: Comparador Inversor.....	63
Figura 29: Comparador LM311.....	64
Figura 30: Diagrama do temporizador 555.....	65
Figura 31: Circuito astável com o temporizador 555.....	65

Figura 32: Diagrama de um conversor BOOST com circuito de controle.....	67
Figura 33: Circuito térmico equivalente de um componente.....	69
Figura 34: Gráficos das formas de onda.....	81
Figura 35: Ligação em paralelo e série das células fotovoltaicas. Hora da medição: 11h30.....	82
Figura 36: Ligação em paralelo e série das células fotovoltaicas. Hora da medição: 18h00.....	83
Figura 37: Conexão direta entre células e bateria de 6 V 8000mAh.....	84
Figura 38: Ensaio para a análise da resistência interna da bateria descarregando. .	86
Figura 39: Tabela AWG para reconhecimento de fios.....	88
Figura 40: Arranjo para determinar a indutância do núcleo.....	89
Figura 41: Esquema para determinar a resistência do enrolamento do indutor.....	90
Figura 42: Modelos de MOSFETs para os ensaios dos conversores.....	92
Figura 43: Gráfico da curva obtidas das amostras que determinam a resistência interna do diodo.....	95
Figura 44: Instrumentos e arranjo do circuito para determinar a resistência interna do diodo.....	96
Figura 45: Simulação do conversor BUCK com valores teóricos e suas formas de onda para tensão de entrada de 6 V.....	99
Figura 46: Ensaio de um conversor BUCK com circuito de controle.....	100
Figura 47: Simulação do primeiro ensaio do conversor SEPIC.....	103
Figura 48: Simulação do segundo ensaio do conversor SEPIC.....	105
Figura 49: Formas de ondas simuladas para o conversor SEPIC.....	106
Figura 50: Arranjo da montagem prática do conversor SEPIC para o segundo ensaio.	107
Figura 51: Dados coletados.....	108
Figura 52: Leituras coletadas no osciloscópio no ensaio do SEPIC na primeira montagem.....	109
Figura 53: Circuito prático da segunda montagem para o ensaio do conversor SEPIC. Bateria recarregável na saída do conversor.....	109
Figura 54: MOSFET 8205.....	110
Figura 55: Simulação do conversor BOOST.....	112
Figura 56: Algumas formas de onda coletadas com osciloscópio.....	113

Figura 57: Montagem do conversor BOOST com a resistência equivalente de carga no valor de $24\ \Omega$	114
Figura 58: Esquemático do circuito do conversor BOOST.....	116
Figura 59: Plano da PCB do conversor BOOST.....	117
Figura 60: Placa de Circuito impressa do conversor BOOST produzido no laboratório de Eletrônica de Potência.....	118
Figura 61: Componente LM3914.....	119
Figura 62: Elementos fundamentais para o circuito de sinalização da bateria.....	120
Figura 63: Ensaio prático em protoboard do sinalizador para bateria.....	120
Figura 64: Simulação do conversor BUCK e formas de onda no modo de condução descontínua.....	127

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Principais relações para as tensões e correntes do conversor BUCK.....	54
Tabela 2: Principais fórmulas para o conversor.....	54
Tabela 3: Principais relações para as tensões e correntes do conversor SEPIC.....	58
Tabela 4: Principais fórmulas para o conversor.....	58
Tabela 5: Lista dos principais componentes utilizados.....	76
Tabela 6: Dados do ensaio com as duas células fotovoltaicas.....	80
Tabela 7: Dados coletados para dois ensaios de resistência interna(r_1 e r_2).....	86
Tabela 8: Comparação entre opções de semicondutores MOSFET.....	91
Tabela 9: Dados coletados para a determinação da resistência interna do diodo.....	94
Tabela 10: Valor médio de todas as amostras para a resistência interna r_T e tensão V_{to} do diodo.....	95
Tabela 11: Tensões de saída e do diodo para as abordagens teórica, simulada e implementada.....	113
Tabela 12: Especificações para o controle do conversor BOOST.....	114
Tabela 13: Especificações para o divisor de tensão do conversor BOOST.....	115
Tabela 14: Especificações para o circuito impresso do conversor BOOST.....	115

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
IRENA	Agência Internacional de Energia Renovável
CALTECH	Instituto de Tecnologia da Califórnia
CCM	Modo de Condução Contínua
CRM	Modo de Condução Crítica
DCM	Modo de Condução Descontínua
ESR	Resistência Equivalente em série
SEPIC	Single-Ended Primary Inductor Converter

Sumário

1 INTRODUÇÃO.....	16
1.1 OBJETIVO GERAL.....	17
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	17
1.3 SISTEMA FOTOVOLTAICO.....	18
1.4 BATERIA RECARREGÁVEL.....	21
1.5 CONVERSOR NÃO ISOLADOS CC-CC.....	23
1.6 CONVERSOR BUCK.....	51
1.7 CONVERSOR SEPIC.....	56
1.8 CONTROLE.....	60
1.9 CONTROLE TÉRMICO – O DISSIPADOR.....	70
2 METODOLOGIA.....	72
2.1 MATERIAIS UTILIZADOS.....	76
2.2 INSTRUMENTOS UTILIZADOS.....	77
2.3 SOFTWARES UTILIZADOS.....	78
3 PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS.....	80
3.1 CARACTERIZAÇÃO DE DA CÉLULA FOTOVOLTAICA.....	80
3.2 ESTUDOS DOS CONVERSORES E COMPORTAMENTO ELÉTRICO.....	97
3.3 INTERFACE SINALIZAÇÃO.....	120
4 DISCUSSÃO.....	122
4.1 CONVERSOR BUCK E O EQUÍVOCO DO MOSFET INADEQUADO.....	125
4.2 TENSÃO DE ENTRADA MENOR E A RELEVÂNCIA DO PIOR CENÁRIO.....	126
4.3 CONDIÇÕES DO PROJETO E LIMITAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA.....	127
4.4 MANIPULANDO CONDIÇÕES E O DESCARTE DO CONVERSOR BUCK COMO SOLUÇÃO.....	128
4.5 CONVERSOR SEPIC E AS PERDAS.....	129
4.6 O PORQUÊ DO CONTROLE POR TENSÃO E NÃO POR CORRENTE.....	129
4.7 CONVERSOR BOOST E UM ENSAIO COMPARATIVO MAIS SIMPLES.....	130
4.8 O CONVERSOR BOOST UTILIZADO COMO ABAIXADOR DE TENSÃO.....	131
4.9 O CONVERSOR BOOST NA PCB E A TÁTICA PARA FORNECER O QUE FOI PLANEJADO.....	131
5 CONCLUSÃO.....	133
6 REFERÊNCIAS.....	135

1 INTRODUÇÃO

Em 2023, o Instituto de Tecnologia da Califórnia – CALTECH anunciou a transmissão de energia solar, captada fora da atmosfera, para o solo terrestre. Além dos EUA, a possibilidade de transmitir energia solar com dispositivos fora da Terra está nos planos do Japão, China, Europa e Reino Unido. O interesse reside na possibilidade de obter energia solar sem as interrupções provocadas pela rotação da Terra, responsável pela alternância entre dias e noites (CALTECH, 2026).

Apesar das limitações dos ciclos noturnos, em 2031 operações nacionais relacionadas à geração fotovoltaica alcançarão 69.593 MW de potência. É o que apontam as projeções em 2026 fornecidas pela Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL, que acompanha a expansão de oferta de geração de energia elétrica de diversas fontes (ANEEL, 2026).

Os sistemas relacionados à captação e conversão de energia fotovoltaica também utilizam tecnologias diversificadas para o armazenamento. No exemplo dos sistemas chamados de off-grids (fora da rede), um conjunto independente da rede elétrica utiliza baterias para reter a energia gerada durante o dia que poderá ser utilizada a noite. Por não se conectarem à rede elétrica, os sistemas off-grid dispensam homologação da ANEEL. Seus principais componentes incluem painéis solares, controlador de carga, banco de baterias e inversor off-grid, responsável por converter corrente contínua em corrente alternada. A solução é atraente para áreas rurais, locais remotos ou consumidores que buscam autossuficiência como alternativa ou garantia de fornecimento nas ausências de energia.

A principal vantagem da redução da escala física de um sistema off-grid é sua mobilidade, pois projetos portáteis não exigem alta potência, o que facilita o transporte, são práticos, oferecem versatilidade de recursos permitindo o fornecimento de energia em diferentes locais. Destaca-se também a importância das baterias. Cada vez menores e com tecnologias de armazenamento que prolongam vida útil e reutilização, as baterias são relativamente leves e sua profundidade de descarga pode chegar a 80% ou 90%. Em particular, dispositivos off-grid de pequeno porte também captam a energia solar e a convertem em energia elétrica contínua já nas células solares. A etapa seguinte envolve gestão de corrente e tensão que precedem o armazenamento ou a saída do equipamento. É o controle de carga que inclui circuito de proteção.

Participam do controle de carga os conversores isolados ou não isolados CC-CC em circuitos de baixa potência. No primeiro grupo constam os conversores Flyback e Foward e do segundo grupo participam os conversores BUCK, BOOST, BUCK-BOOST, SEPIC e ZETA. Os conversores não isolados CC-CC possuem particularidades que serão aqui avaliadas nos conversores BUCK, BOOST e SEPIC, observando suas utilidades e qual deles melhor se adequa à necessidade de um carregador solar fotovoltaico em particular, proposto neste trabalho.

Dessa forma, embora o carregador fotovoltaico constitua o contexto do projeto, o foco desta pesquisa concentra-se na conversão e no condicionamento da energia elétrica por meio de conversores CC-CC não isolados.

1.1 OBJETIVO GERAL

Revisar as topologias, os comportamentos e as finalidades dos conversores CC-CC não isolados BUCK, BOOST e SEPIC, tomando para aprofundamento aquele que melhor atenda às especificações estabelecidas para um sistema de conversão de energia com alimentação fotovoltaica.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- **Conhecer** as estruturas, os princípios de funcionamento e os modos de condução dos conversores CC-CC não isolados BUCK, BOOST e SEPIC, compreendendo o fluxo de tensão e corrente responsável pelo processo de conversão de energia.
- **Implementar** os conversores em protoboard para observar experimentalmente seus comportamentos elétricos e comparar os resultados obtidos com os modelos teóricos.
- **Analisar** o desempenho dos conversores BUCK, BOOST e SEPIC sob alimentação fotovoltaica, identificando a topologia mais adequada às especificações estabelecidas por meio de cálculos, simulações computacionais, montagem física, análise gráfica e medições experimentais.
- **Desenvolver** e integrar um circuito de controle baseado em modulação por largura de pulso (PWM), incorporando um sistema mínimo de proteção fundamentado no controle da tensão de saída.

- Elaborar e produzir uma placa de circuito impresso para o conversor como protótipo experimental e analisar os resultados obtidos.

1.3 SISTEMA FOTOVOLTAICO

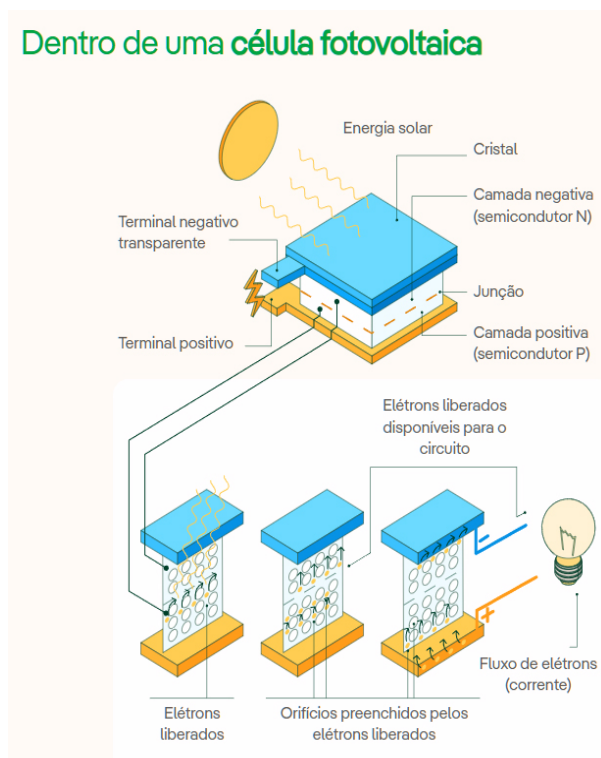
Um sistema fotovoltaico é capaz de gerar energia elétrica através de radiação solar. Ele pode estar conectado ou não à rede elétrica. Como depende de luz solar é intermitente por causa dos movimentos da Terra.

Segundo o relatório estatístico de capacidade renovável de 2026 fornecido pela Agência Internacional de Energia Renovável – IRENA, a capacidade de fonte de energia solar brasileira subiu de 135 MW em 2016 para 64.692 MW em 2025 (IRENA, 2026).

1.3.1 PRINCÍPIO DO FUNCIONAMENTO DE CÉLULAS FOTOVOLTAICAS

O funcionamento da célula fotovoltaica pode ser ilustrado como na Figura 1.

Figura 1: Princípio de funcionamento de uma célula fotovoltaica.



Fonte: US Energy Information Administration (EIA)

Sua estrutura é composta por dois semicondutores com cargas opostas e separados por uma junção neutra: a camada negativa (semicondutor tipo N) é uma estrutura modificada de silício com excesso de elétrons e a camada positiva (semicondutor tipo P) com lacunas, se comporta como carga positiva. Assim, na área da junção P/N, exposta à luz solar pela área N os fótons promovem liberação de elétrons aumentando a diferença de potencial entre as áreas N e P. Em um circuito fechado que se beneficia dessa diferença atua uma corrente elétrica (IBERDROLA, 2026).

1.3.2 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DAS CÉLULAS FOTOVOLTAICAS

O Silício é, depois do oxigênio, o segundo componente mais abundante na Terra retido em pedras minerais. Quando combinado com Boro e Fósforo o Silício funciona com semicondutor fotossensível e garante o efeito fotovoltaico. A produção industrial possibilita a produção de células fotovoltaicas monocristalinas e policristalinas.

As monocristalinas são dopadas em alta temperatura e as policristalinas não. O que torna o processo das policristalinas menos complexo e menos custoso.

Contudo, a eficiência energética das células fotovoltaicas policristalinas é menor do que as monocristalinas.

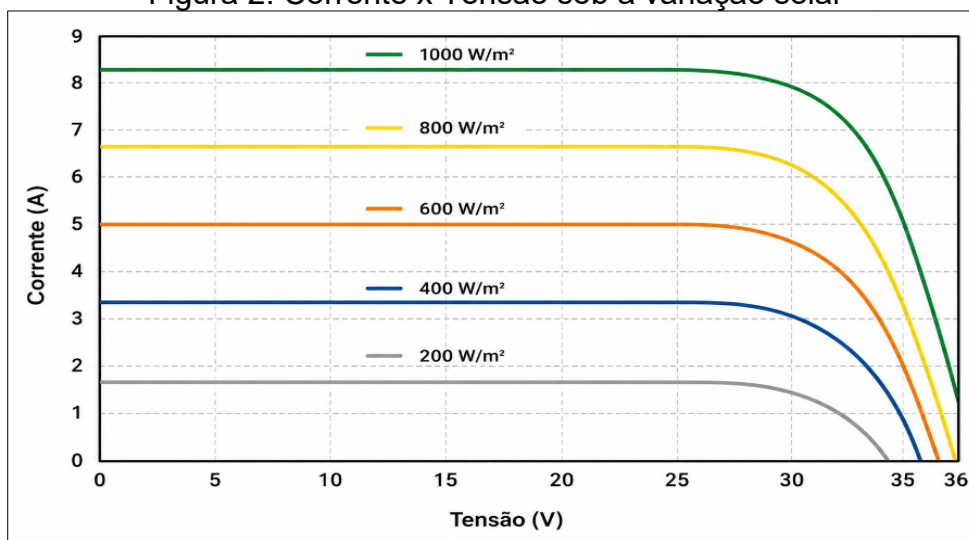
1.3.3 SISTEMA DE DUAS OU MAIS CÉLULAS

Eletricamente, quando duas ou mais células fotovoltaicas, de mesmas dimensões, são ligadas em série, a tensão geral é a soma das tensões parciais e a corrente que circula é a mesma para o sistema. Mas quando duas ou mais células são ligadas em paralelo a tensão geral é a tensão parcial e a corrente total é a soma das correntes parciais.

1.3.4 CURVA TENSÃO X CORRENTE

A radiação solar que incide na célula fotovoltaica altera mais sua corrente do que sua tensão, é o que demonstra a Figura 2.

Figura 2: Corrente x Tensão sob a variação solar



Fonte: elaborada pelo autor

1.3.5 INFLUÊNCIA DA IRRADIÂNCIA

Há certas condições para o melhor aproveitamento dos raios solares incidentes nas células fotovoltaicas. A luz proveniente do sol é uma onda eletromagnética composta por comprimentos diferentes onde os maiores, de menor frequência, transportam baixa energia, enquanto a energia mais alta é transportada por comprimentos menores que oscilam em maior frequência. Interessam à captação dos painéis solares mais comuns, os comprimentos que variam entre 400 nm e 700 nm.

Quanto à medição, a irradiância é a potência luminosa por unidade de área, portanto, medida em W/m^2 , enquanto a radiação solar incrementa tempo e ciclos diárias, assim a sua unidade é Wh/m^2 no dia ou $\text{Wh/m}^2 \cdot \text{dia}^{-1}$. Essas duas relações mostram que se maior a área e tempo maior o recurso, mas não são suficientes para descrever a intensidade e disponibilidade de energia.

Nesse caso, é preciso considerar os movimentos da Terra, as estações do ano, as horas do dia e o ângulo de incidência da luz sobre a célula fotovoltaica.

1.3.6 APLICAÇÕES DE PEQUENO PORTE

Comercialmente, há células fotovoltaicas para projetos de baixa potência com área de 5.0 cm^2 ofertando 2.88 V de tensão e 130 mA de corrente (VoltaicSystems, 2026). Este fato mostra como projetos de baixa potência, portáteis, são viáveis.

O mercado oferece variedade de soluções em forma de carregadores portáteis de energia que usam células fotovoltaicas, e é possível estabelecer agrupamentos básicos e distinguíveis pela presença ou ausência de armazenamento em baterias.

Os produtos que não utilizam baterias possibilitam a captação de mais energia durante o dia ao reunirem em muitas células aninhadas um sistema com dobras que, ao ser expandido, aumenta a área de captação de luz. Para o caso de produtos que associam células fotovoltaicas com baterias, o arranjo pretende garantir energia na ausência de luz, em alguns casos, com áreas de captação mais modestas por praticidade. Nos dois casos o usuário deve levar em conta as especificações de tensão e corrente gerados que atendam sua demanda.

Alguns exemplos de carregadores com armazenamento são os chamados power banks Muxiao, Luatek, Cgonkx e Ewbob. São dispositivos que carregam suas baterias internas por conexão com a rede elétrica, cabendo a uma célula fotovoltaica retardar a queda do nível de energia consumida. O tempo de carregamento da bateria apenas pela célula naturalmente levará mais tempo por conta da baixa irradiação. Há, porém, power banks mais robustos como o EF ECOFLOW RIVER. Com painel de 45 W, bateria LiFePO₄, esse dispositivo oferece 600 W em sua saída.

Os exemplos de carregadores sem armazenamento são conjuntos de células fotovoltaicas ligadas diretamente na carga e que são aninhadas em estrutura dobrável ou desmontável. Entre os exemplos comerciais estão os carregadores Honorall, Elecaenta, Burko e Dokio.

1.4 BATERIA RECARREGÁVEL

Uma bateria recarregável, também conhecida como bateria secundária, é um dispositivo que armazena energia química e pode ser recarregado várias vezes. São alternativas mais econômicas para as baterias descartáveis. O aprofundamento será dado pelo entendimento da bateria de níquel cádmio e de níquel hidreto metálico.

1.4.1 BATERIA DE NÍQUEL – CÁDMIO

O ânodo da bateria de níquel – cádmio é feito do metal cádmio, Cd, o cátodo contém hidróxido de níquel, Ni(OH)₃ e a solução eletrolítica é hidróxido de potássio. A reação global dessa bateria durante sua descarga é:

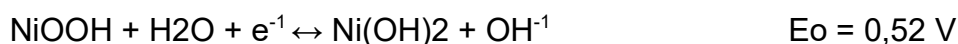


Como os hidróxidos de Ni e Cd são insolúveis, eles acabam se depositando nos eletrodos. Quando isso ocorre, a bateria para de funcionar, mas, se uma fonte externa fornecer energia elétrica, a reação ocorre no sentido oposto, regenerando o Cd e o Ni(OH)₃. Assim a bateria funciona novamente (USBERCO, 2005, p.258).

1.4.2 BATERIA DE NÍQUEL – HIDRETO METÁLICO

A bateria de Níquel – Hidreto Metálico, Ni-MH, possui maior densidade de energia em relação a bateria de Cádmio, mais durabilidade e não contém metal pesado, contudo, descarrega mais rapidamente, tem baixa tolerância a sobrecargas, exigindo controle no carregamento. As baterias Ni-MH são largamente utilizadas por dispositivos eletrônicos, porém, progressivamente estão sendo substituídas por baterias de Lítium-ion que oferecem maior performance. A figura ilustra a estrutura interna de uma bateria Ni-MH cilíndrica (LINDEN, 1995, p. 840).

Segundo NIKKUNI (2008), baterias Ni-MH funcionam pela oxidação do hidrogênio, inserido na liga de hidreto metálico do eletrodo negativo, formando água e a redução do NiOOH, do eletrodo positivo, transformando-o em Ni(OH)₂ como mostram as seguintes equações:



A reação global resultante e reversível é:



1.5 CONVERSOR NÃO ISOLADOS CC-CC

Os conversores CC-CC não isolados constituem uma das principais soluções empregadas no condicionamento eletrônico de energia, sendo amplamente utilizados em fontes chaveadas, sistemas embarcados, aplicações industriais e sistemas de geração renovável. Entre as topologias mais difundidas se destacam os conversores BUCK, BOOST, BUCK-BOOST e SEPIC, cada um caracterizado por diferentes relações entre tensão de entrada e saída.

O conversor BUCK apresenta característica abaixadora de tensão, sendo empregado quando a tensão de saída desejada é inferior à tensão de entrada. O conversor BOOST caracteriza-se pela capacidade de elevar a tensão de saída em relação à tensão de entrada, mantendo a mesma polaridade. Já o conversor BUCK-BOOST possibilita tanto a elevação quanto a redução da tensão, porém com inversão de polaridade na configuração clássica.

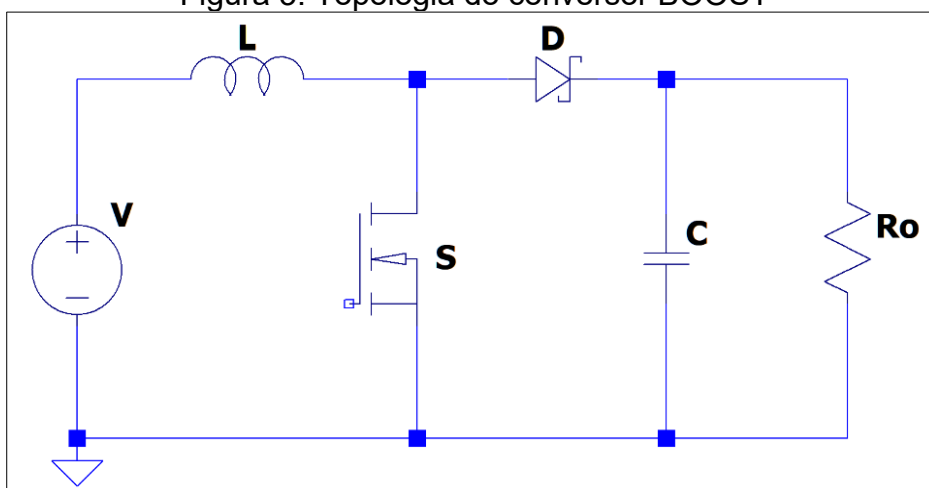
O conversor SEPIC (Single-Ended Primary Inductor Converter) destaca-se por permitir tanto a elevação quanto a redução da tensão de saída sem inversão de polaridade, característica que amplia sua flexibilidade em aplicações alimentadas por fontes com grande variação de tensão, como sistemas fotovoltaicos e dispositivos alimentados por baterias. Entretanto, sua estrutura apresenta maior complexidade em relação às topologias BUCK e BOOST, exigindo um número maior de componentes passivos.

Dentre as topologias analisadas, o conversor BOOST foi selecionado para desenvolvimento deste trabalho devido à necessidade de elevação da tensão proveniente do sistema fotovoltaico empregado, além da relativa simplicidade estrutural, elevado rendimento e ampla aplicabilidade em sistemas de armazenamento e conversão de energia.

1.5.1 CONVERSOR BOOST

O conversor não isolado BOOST é um conversor elevador de tensão, capaz de produzir um valor médio de tensão de saída superior ao valor médio da tensão de entrada. A Figura 3 ilustra a topologia do conversor. Observar-se que o indutor em série com a fonte dá a ela comportamento de fonte de corrente (BARBI, 2006).

Figura 3: Topologia do conversor BOOST



Fonte: elaborada pelo autor

1.5.1.1 Como o conversor BOOST funciona

Quando o MOSFET entra em condução, forma-se uma malha independente entre a fonte, o indutor e o GND, permitindo que o indutor acumule energia em seu campo magnético. Nesse instante, na segunda malha, o capacitor é responsável por alimentar a carga, enquanto o diodo, que estabelece a ligação entre as duas malhas, permanece inversamente polarizado e, portanto, não conduz corrente.

Quando o MOSFET interrompe a condução da primeira malha, o diodo passa a conduzir, permitindo o escoamento da energia armazenada no indutor, cuja polaridade se inverte para manter a continuidade da corrente. Com isso, as duas malhas tornam-se interligadas. Nesse momento, a tensão de saída corresponde à soma da tensão de entrada com a tensão induzida no indutor. A corrente que atravessa o diodo passa então a alimentar simultaneamente o capacitor e a carga, até que o MOSFET volte a conduzir e restabeleça a primeira malha.

1.5.1.2 Breve resumo sobre os componentes físicos do conversor

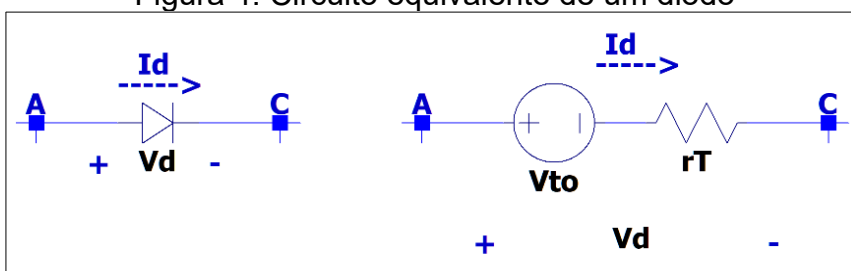
O conversor BOOST é constituído pelos seguintes componentes: diodo, indutor, capacitor, transistor. Cada componente contribui para um sistema que opera em duas etapas e implica armazenamento de energia e manutenção da tensão disponibilizada para a carga.

1.5.1.3 Diodo

O diodo é constituído por material semicondutor, seu terminal positivo é chamado de ânodo e o negativo de cátodo. Um diodo funciona com faixas de tensão direta e reversa que, quando ultrapassadas, promovem maior variação de corrente diante da tensão nele aplicada. Dependendo do semicondutor utilizado, estas tensões são de 0,3 V ou 0,7 V, por exemplo. Para controle de danos ao seu corpo físico devem ser observados sua corrente máxima e dissipação de potência, estas informações estão disponíveis no datasheet deste componente.

No conversor BOOST, o diodo está bloqueado durante a primeira etapa de operação do MOSFET, mas conduz na segunda etapa. Em condução o diodo possui uma força eletromotriz (V_{to}) associado em série com uma resistência (r_T) ilustrada na Figura 4 (BARBI, 2006).

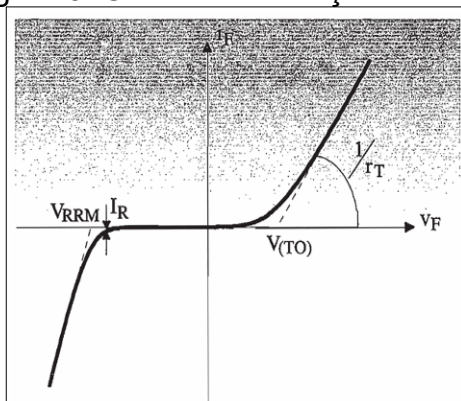
Figura 4: Circuito equivalente de um diodo



Fonte: BARBI, 2006

Para determinar o valor da tensão V_{to} e da resistência r_T é preciso a curva de condução do diodo ilustrada na Figura 5.

Figura 5: Curva de condução do diodo



Fonte: BARBI, 2006

O valor de r_T é a razão entre a variação de tensão e variação de corrente quando o valor da resistência se torna constante. Assim:

$$r_T = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_D} \quad (3)$$

Em que r_T é a resistência interna(Ω), Δv_o é a variação de tensão(V) e ΔI_D é a variação de corrente(A).

O valor de V_{to} é obtido pelo prolongamento do trecho da curva onde r_T é constante, até que toque o eixo da tensão. A potência dissipada do diodo enquanto conduz é definida por:

$$Pot = V_{to} * I_{d_{med}} + r_T * I_{d_{efic}} \quad (4)$$

Em que Pot é a potência dissipada (W), V_{to} é tensão interna ao diodo (V), $I_{d_{med}}$ é a corrente média do diodo do conversor(A), r_T resistência interna do diodo(Ω) e $I_{d_{efic}}$ é a corrente eficaz do diodo(A).

1.5.1.4 Diodo Schottky

Em alta frequência o diodo comum retarda o bloqueio imediato da corrente quando exposto a polarização reversa. Esse efeito tem duração chamada de tempo de recuperação reversa e acontece por conta de uma imprecisão na camada de depleção (MALVINO, 2009, p.165).

Contudo, um diodo especial chamado Schottky não possui a camada de depleção, e sem cargas armazenadas na sua junção realiza um bloqueio mais rápido. Além disso, quando um Schottky está diretamente polarizado, apresenta menor barreira de potencial, se comparado com a tensão de diodos comuns.

1.5.1.5 Indutor

Um indutor armazena energia na forma de campo magnético, sua estrutura se comporta como um ímã e seu funcionamento dependerá de fatores como área, comprimento e corrente. Quando um indutor é percorrido por corrente elétrica, um campo magnético circular aparece em torno dele. A intensidade do campo varia

diretamente com a corrente que circula pelo condutor, e a densidade do campo varia inversamente com a área de suas espiras, de modo que, sob corrente constante, o estreitamento da área espiral aumenta a força do eletroímã. Esses conceitos permitem estabelecer, respectivamente, o cálculo da força magnetomotriz e o da densidade de campo magnético. O primeiro cálculo é função do número de espiras e da corrente que percorre por elas, sua unidade é ampéres-espira.

$$F = N \times I \quad (5)$$

Onde F é força magnetomotriz (N), N é o número de espiras e I é a corrente que percorre as espiras(A).

O segundo cálculo é a razão entre o número de linhas de campo por unidade de área, a unidade relacionada é o Tesla.

$$B = \frac{\Phi}{A} \quad (6)$$

Em que B é a densidade de fluxo magnético (T), Φ é o fluxo magnético (Wb) e A é a área da seção reta do núcleo (m²).

O grau de permeabilidade oferecido pelas propriedades físicas do material das espiras pode também favorecer ou limitar o efeito eletromagnético do indutor.

1.5.1.5.1 Indutância

A capacidade do campo magnético do indutor de armazenar energia pode ser medida se a área e o comprimento da espira, a permeabilidade do material do núcleo envolvido pelo laço espiral e a corrente que gerou o campo forem conhecidos. A unidade da indutância é o Henrie. Estas relações resultam em:

$$L = \frac{\mu \times N^2 \times A}{l} \quad (7)$$

Em que L é a indutância (H), μ é a permeabilidade magnética do núcleo (H/m), N é o número de espiras, A é a área da seção reta do núcleo (m²) e l é o comprimento do caminho magnético (m).

1.5.1.6 Tensão Induzida

Imersa em um campo magnético a bobina do indutor experimenta uma diferença de potencial que atua no sentido oposto da corrente que o atravessa. A princípio, quando a corrente da fonte atinge o indutor, ela é retardada por uma tensão que sobe rapidamente e começa a descer na mesma proporção em que a corrente começa a aumentar até atingir o regime permanente. Assim o estado estacionário da corrente depende do tempo que a tensão induzida leva para baixar.

Assim:

$$V_L = L \times \frac{dI}{dt} \quad (8)$$

Em que V_L é a tensão instantânea no indutor (V), L é a indutância (H), dI/dt representa a taxa de variação da corrente no tempo (A/s) e t é o tempo (s).

1.5.1.7 Capacitor

O funcionamento essencial de um capacitor é descrito por duas placas de alumínio paralelas compartilhando um campo elétrico e conectadas aos polos de uma fonte. Os elétrons de uma das placas migram para o polo positivo da fonte e os elétrons no polo negativo da fonte migram para a outra das placas. A razão entre a carga elétrica e a tensão aplicada definem a capacitância:

$$C = \frac{Q}{V} \quad (9)$$

Em que C é a capacitância (F), Q é a carga elétrica armazenada (C) e V é a tensão elétrica aplicada (V).

O capacitor se opõe a variações rápidas de tensão em seus terminais. Quanto maior a capacitância, maior a quantidade de carga necessária para alterar sua tensão, tornando a resposta do circuito mais lenta e reduzindo as ondulações de tensão (BOYLESTAD, 2012).

1.5.1.8 Transistor

Transistores são dispositivos semicondutores de três terminais, nos quais um sinal de entrada (corrente ou tensão, dependendo do tipo) controla o fluxo de corrente entre dois terminais, permitindo sua utilização como chave ou amplificador.

Os principais tipos são o transistor bipolar de junção (TBJ) e o MOSFET (SEDRA, 2007, p.235). O TBJ é constituído por duas junções PN, formando três regiões denominadas coletor, base e emissor. As correntes nesses terminais obedecem à Lei de Kirchhoff, sendo a corrente do emissor igual à soma das correntes do coletor e da base. Em operação, como a corrente de base é pequena, pode-se considerar que a corrente do coletor é aproximadamente igual à do emissor (MALVINO, 2009).

1.5.1.9 O MOSFET como chave

O transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFET) possui três terminais denominados dreno, fonte e porta. Existem MOSFETs de canal N e de canal P, também chamados NMOS e PMOS, respectivamente, cujos princípios de funcionamento dependem da tensão aplicada à porta.

No MOSFET de canal N, a aplicação de uma tensão positiva na porta cria um campo elétrico que induz a formação de um canal condutor entre dreno e fonte. Na ausência dessa tensão (ou quando a tensão porta-fonte é inferior à tensão limiar), o transistor permanece em corte, não havendo condução significativa entre dreno e fonte (SEDRA, 2007, p.144).

1.5.1.10 Comportamento das tensões e correntes

Os conversores CC-CC são estruturas eletrônicas cuja relação entre as tensões de entrada e saída depende da razão cíclica, isto é, do intervalo de tempo em que o MOSFET permanece conduzindo dentro de um período de chaveamento.

O estudo do ganho estático, da razão cíclica e do comportamento das tensões e correntes é necessário para a compreensão do funcionamento do conversor.

1.5.1.11 Ganho estático fundamental

O ganho estático é o fator de proporcionalidade da tensão de saída em relação à tensão de entrada. Dependendo do conversor, o ganho estático pode estar acima ou abaixo de 1 ou mesmo operar com as duas condições. Para o conversor BOOST, o ganho estático precisa estar acima de 1 visto que sua função é elevar a tensão de entrada. Matematicamente:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (10)$$

Em que G é o ganho estático de tensão, V_o é a tensão de saída (V) e V_{in} é a tensão de entrada (V).

1.5.1.12 Razão Cíclica

A razão cíclica (Duty Cycle), grandeza adimensional, é definida pela razão entre o intervalo de condução do MOSFET (t_{on}) e o período de chaveamento (T_s).

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (11)$$

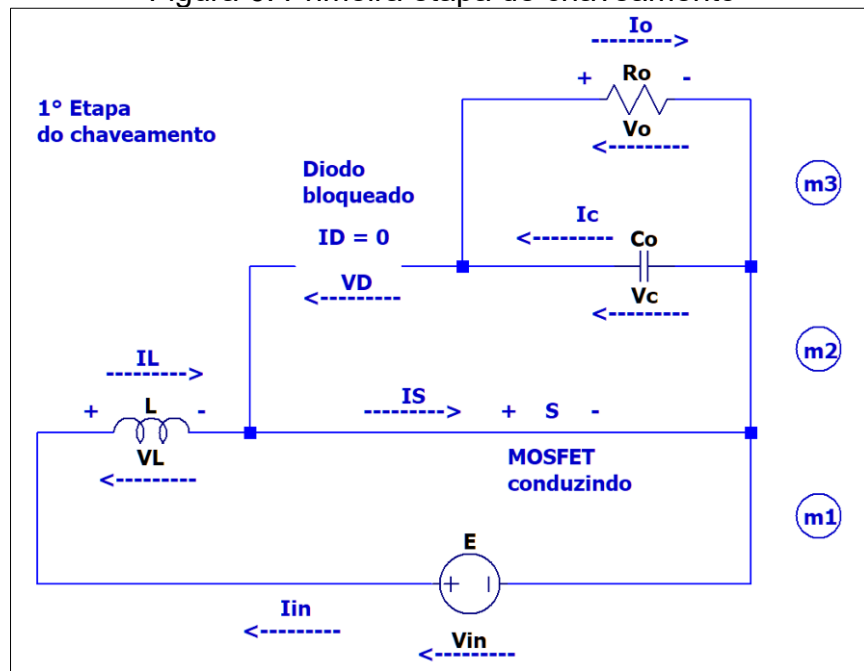
Em que D é a razão cíclica, t_{on} é o tempo de condução da chave (s) e T_s é o período de chaveamento (s).

Em condições ideais, o ganho estático do conversor é uma função da razão cíclica, sendo obtido por meio da análise das tensões e correntes nos elementos armazenadores de energia durante os intervalos de condução e bloqueio do MOSFET. Para fins de análise, esses intervalos são denominados primeira e segunda etapas de chaveamento.

1.5.1.13 Primeira etapa do chaveamento

A seguir, a Figura 6 ilustra as tensões e correntes nos elementos do condutor durante a primeira etapa do chaveamento. Essas duas grandezas estão agrupadas em 3 malhas segundo as Leis de Kirchhoff (NILSSON, 1999).

Figura 6: Primeira etapa de chaveamento



Fonte: elaborada pelo autor

MALHA 1 (M1)

$$V_{in} - V_L + V_s = 0, \text{ onde } V_s = 0$$

$$V_L = V_{in} \quad (12)$$

$$\text{lin} = \text{IL}$$

$$I_L = I_d + I_s, \text{ onde } I_d = 0$$

$$I_L = I_S$$

$$I_{in} = I_s = I_L \quad (13)$$

MALHA 2 (M2)

$$V_s - V_d - V_c = 0, \text{ onde } V_s = 0$$

$$-Vd=Vc \quad (14)$$

$$Id=0 \tag{15}$$

MALHA 3 (M3)

Enquanto o capacitor está descarregando:

$$I_c = I_o \quad (16)$$

$$V_c - V_o = 0$$

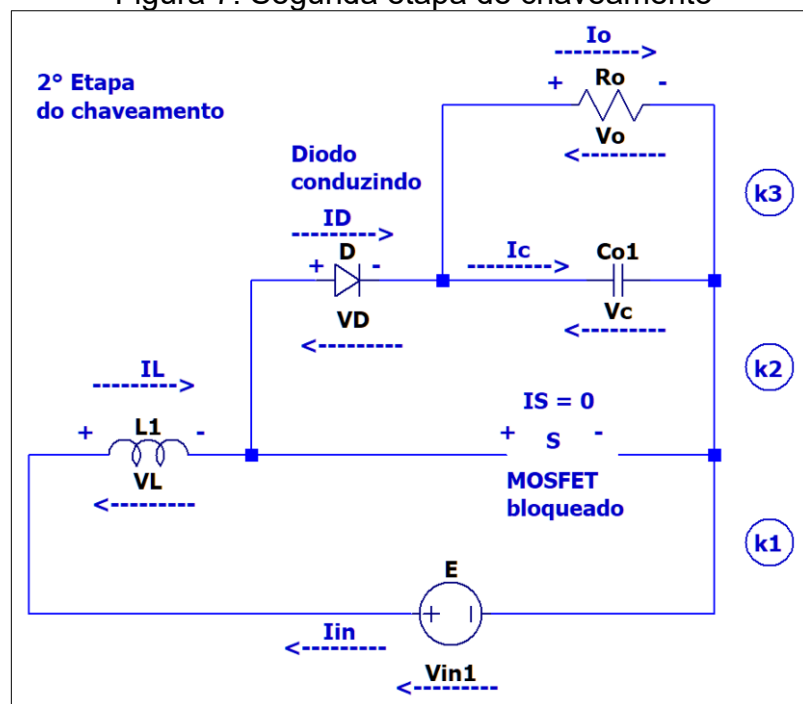
$$V_c = V_o \quad (17)$$

Portanto, na primeira etapa de chaveamento, o MOSFET conduz e o diodo permanece bloqueado. Nessa condição, a fonte armazena energia no indutor, enquanto o capacitor de saída alimenta a carga e mantém a tensão de saída.

1.5.1.14 Segunda etapa do chaveamento

A Figura 7 ilustra as tensões e correntes nos elementos do condutor durante a segunda etapa do chaveamento. Essas duas grandezas, assim como na primeira etapa, estão agrupadas em 3 malhas segundo as Leis de Kirchhoff (NILSSON, 1999).

Figura 7: Segunda etapa de chaveamento



Fonte: elaborada pelo autor

MALHA 1 (K1)

$$V_{in} - V_L - V_s = 0$$

$$V_L = V_{in} - V_s \quad (18)$$

$$I_{in} = I_L$$

$$I_L = I_d + I_s, \text{ onde } I_s = 0$$

$$I_L = I_d$$

MALHA 2 (K2)

$$V_s + V_d - V_c = 0, \text{ onde } V_d = 0$$

$$V_s = V_c \quad (19)$$

$$I_d = I_c + I_o$$

MALHA 3 (K3)

$$V_c - V_o = 0$$

$$V_c = V_o \quad (20)$$

Assim:

$$V_L = V_{in} - V_o \quad (21)$$

$$I_{in} = I_L = I_d = I_c + I_o \quad (22)$$

Na segunda etapa de chaveamento, o MOSFET encontra-se bloqueado e o diodo em condução. Nessa condição, a energia previamente armazenada no indutor é transferida para o capacitor e para a carga. Para manter a continuidade da corrente, ocorre uma inversão da polaridade nos terminais do indutor, polarizando diretamente o diodo e estabelecendo o caminho de transferência de energia para a saída do conversor.

1.5.1.15 Modos de condução

Durante o período de chaveamento, a fonte, o indutor, o capacitor e o diodo operam de forma coordenada para manter a carga sob tensão aproximadamente constante em regime permanente, fornecendo a corrente exigida pela aplicação. Nesse processo, a corrente no indutor pode apresentar diferentes comportamentos ao longo de um ciclo de chaveamento, os quais caracterizam os modos de condução do conversor.

Os modos de condução são classificados em contínuo (CCM – Continuous Conduction Mode), descontínuo (DCM – Discontinuous Conduction Mode) e crítico (CRM – Critical Conduction Mode).

Essa classificação é determinada pelo comportamento da corrente no indutor, especialmente pela ocorrência ou não de intervalos em que essa corrente atinge o valor zero. O modo de condução influencia diretamente o desempenho do conversor, afetando parâmetros como o ganho estático, a ondulação da corrente de entrada, a ondulação da tensão de saída e os esforços elétricos sobre os componentes semicondutores (BARBI, 2006).

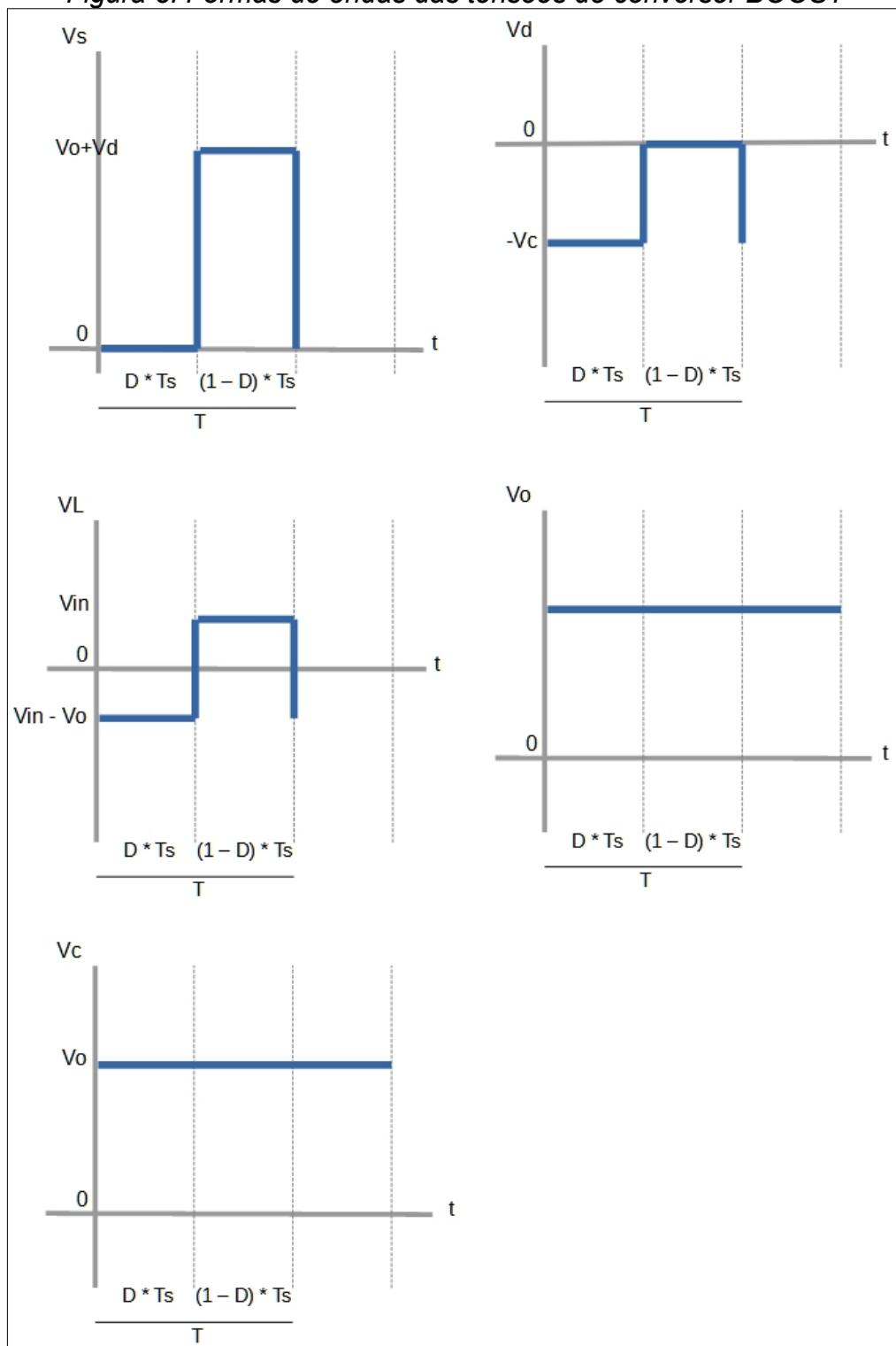
1.5.1.15.1 Modo de condução contínuo

No modo de condução contínuo (CCM), a corrente no indutor oscila em torno de um valor médio, porém permanece sempre positiva ao longo de todo o período de chaveamento. Dessa forma, não ocorre interrupção da condução de corrente no indutor durante nenhuma das etapas de operação do conversor.

1.5.1.15.1.1 Aspecto gráfico das tensões e correntes durante o chaveamento.

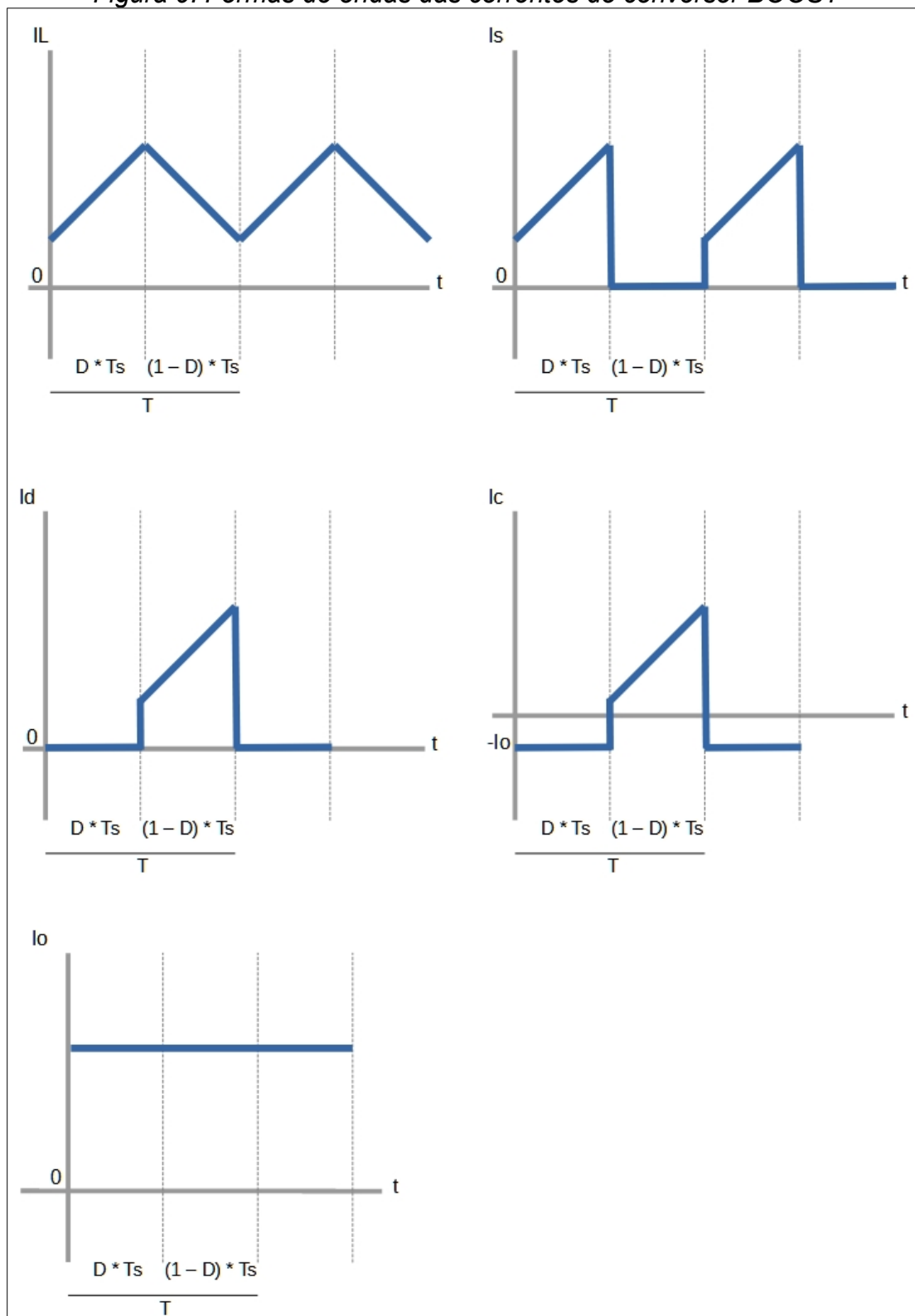
As Figuras 8 e 9 apresentam, respectivamente, as formas de onda das tensões e correntes nos principais componentes do conversor BOOST. Os gráficos relacionam essas grandezas ao longo do tempo, evidenciando seu comportamento durante um período de chaveamento em função da razão cíclica aplicada ao MOSFET. Observa-se que os intervalos $D \cdot T_s$ e $(1-D) \cdot T_s$ somados determinam o período do chaveamento (T_s).

Figura 8: Formas de ondas das tensões do conversor BOOST



Fonte: elaborada pelo autor

Figura 9: Formas de ondas das correntes do conversor BOOST



Fonte: elaborada pelo autor

As formas de onda apresentadas nas figuras, referentes às tensões e correntes nos componentes do conversor BOOST durante o chaveamento, evidenciam os processos de armazenamento e transferência de energia realizados pelo indutor ao longo das duas etapas de operação. Observa-se que, durante a condução do MOSFET, a corrente circula através do indutor e do interruptor, enquanto o diodo permanece bloqueado. Quando o MOSFET é desligado, o diodo entra em condução e a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor e para a carga. As formas de onda também mostram que a tensão de saída é mantida pela ação conjunta do capacitor e do indutor, reduzindo as variações sobre a carga. Além disso, a análise da tensão no indutor permite estabelecer a relação entre as tensões de entrada e saída do conversor, possibilitando a determinação de seu ganho estático.

1.5.1.15.1.2 Ganho estático em função da razão cíclica

Durante o intervalo de condução do MOSFET, o indutor é submetido à tensão de entrada. E durante o intervalo de bloqueio, a tensão no indutor corresponde à diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída. A partir dessas condições, é possível determinar a relação entre a tensão de saída, a tensão de entrada e a razão cíclica do conversor. A Figura 8 anterior ilustra a tensão no indutor para o seguinte equacionamento:

$$V_{L_{1etapa}} * D * T_s + V_{L_{2etapa}} * (1 - D) * T_s = 0 \quad (23)$$

$$V_{L_{1etapa}} * D = - V_{L_{2etapa}} * (1 - D)$$

$$V_{L_{1etapa}} = V_{in}$$

$$V_{L_{2etapa}} = V_{in} - V_o$$

$$V_{in} * D = - (V_{in} - V_o) * (1 - D)$$

$$V_{in} = V_o * (1 - D)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)} \quad (24)$$

1.5.1.15.1.3 Ondulação de corrente de entrada

A ondulação de corrente (*ripple*) influencia diretamente o desempenho e a eficiência do conversor. Quanto maior a variação da corrente no indutor, maiores tendem a ser os picos de corrente nos dispositivos semicondutores, aumentando as perdas por condução no MOSFET e no diodo. Como consequência, ocorre maior aquecimento dos componentes e aumento dos esforços elétricos impostos à fonte de alimentação. Além disso, níveis elevados de ondulação podem contribuir para o aumento de interferências eletromagnéticas e para a degradação da qualidade da energia processada pelo conversor.

A determinação da ondulação de corrente também é fundamental para o dimensionamento da indutância, uma vez que o valor do indutor é normalmente especificado de forma a limitar a variação da corrente dentro dos limites desejados de operação.

A ondulação de corrente pode ser definida a partir da tensão induzida no indutor descrita na equação (6) e o tempo em que o MOSFET está conduzindo.

Assim:

$$V = L * \frac{dIL}{dt}$$

$$IL = \frac{1}{L} \int_{D * Ts} V_{in} * dt + IL_0$$

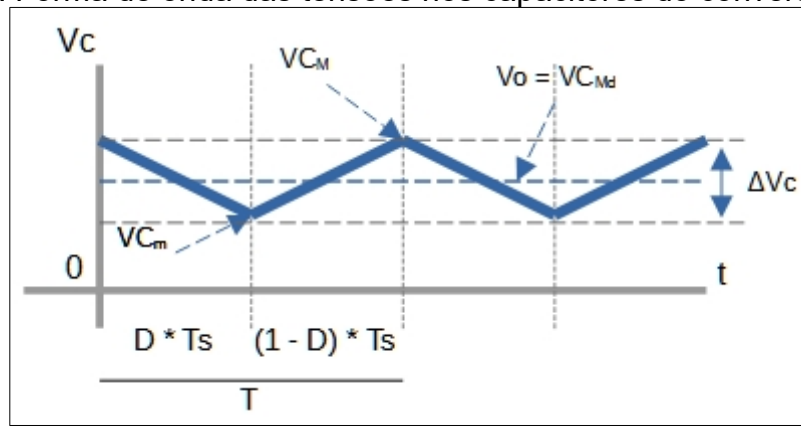
$$\Delta iL = \frac{1}{L} \int_{D * Ts} V_{in} * dt$$

$$\Delta iL = \frac{V_{in} * D}{L * f_s}, \text{ fs é frequência} \quad (25)$$

1.5.1.15.1.4 Ondulação de tensão de saída

Em regime permanente, a tensão nos terminais do capacitor de saída não permanece perfeitamente constante. Os processos de carga e descarga decorrentes do chaveamento provocam pequenas oscilações periódicas, denominadas ondulação de tensão (*ripple*), cuja magnitude depende dos parâmetros do conversor e das condições de operação. Um sinal ampliado está ilustrado na Figura 10.

Figura 10: Forma de onda das tensões nos capacitores do conversor BOOST



Fonte: BARBI, 2006

É possível obter a ondulação de tensão pela fórmula constitutiva do capacitor.

$$I_c = C \cdot \frac{dV_c}{dt} \quad (26)$$

Assim:

$$dV_c = \Delta v_c$$

$$dt = \Delta t$$

$$I_c = I_o$$

$$I_o = C \cdot \frac{\Delta v_c}{\Delta t}$$

$$\Delta v_c = \frac{I_o \cdot D}{C \cdot f_s} \quad (27)$$

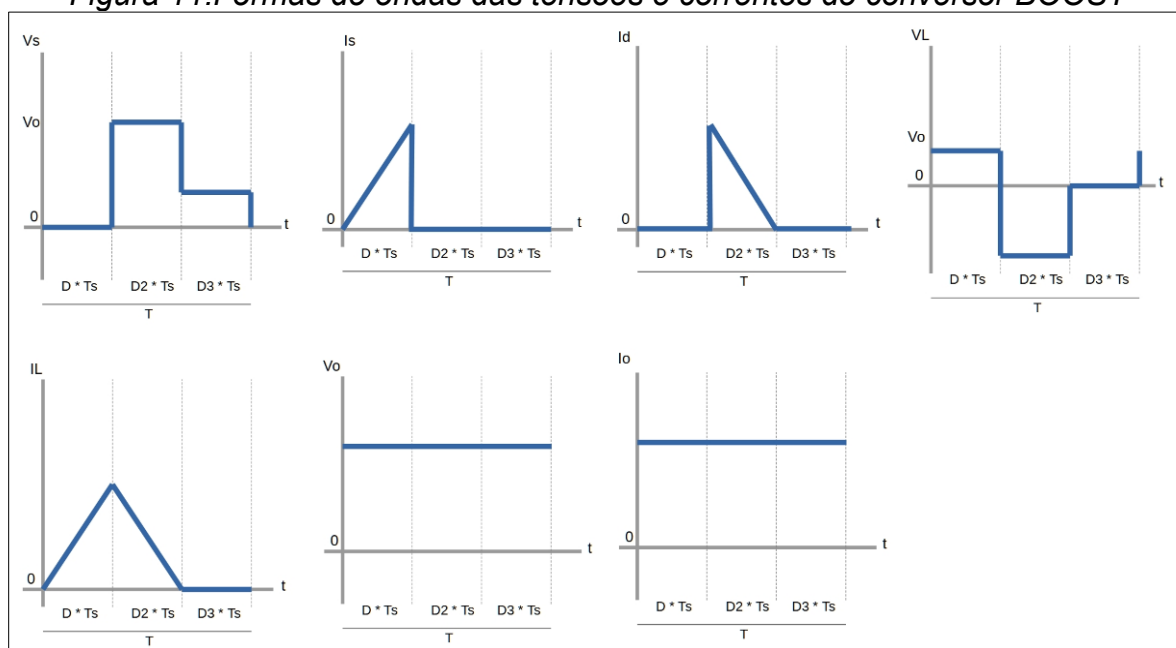
1.5.1.15.2 Modo de condução descontínuo

No modo de condução descontínuo (DCM), a corrente no indutor atinge o valor nulo antes do término do período de chaveamento. Nessa condição, toda a energia previamente armazenada no indutor é transferida para a carga e para o capacitor, existindo um intervalo de tempo em que não há circulação de corrente pelo indutor.

1.5.1.15.2.1 Aspecto gráfico das tensões e correntes durante o chaveamento

A Figura 11 apresenta formas de onda das tensões e correntes nos principais componentes do conversor BOOST. Uma terceira etapa adicionada ao chaveamento ocorre quando a corrente permanece nula no indutor. O MOSFET está desligado, sem corrente proveniente do indutor o diodo entra em estado de bloqueio e a carga é alimentada apenas pelo capacitor de saída. Observa-se que os intervalos $D1 \cdot Ts$, $D2 \cdot Ts$ e $D3 \cdot Ts$, se somados, determinam o período do chaveamento (Ts).

Figura 11: Formas de ondas das tensões e correntes do conversor BOOST



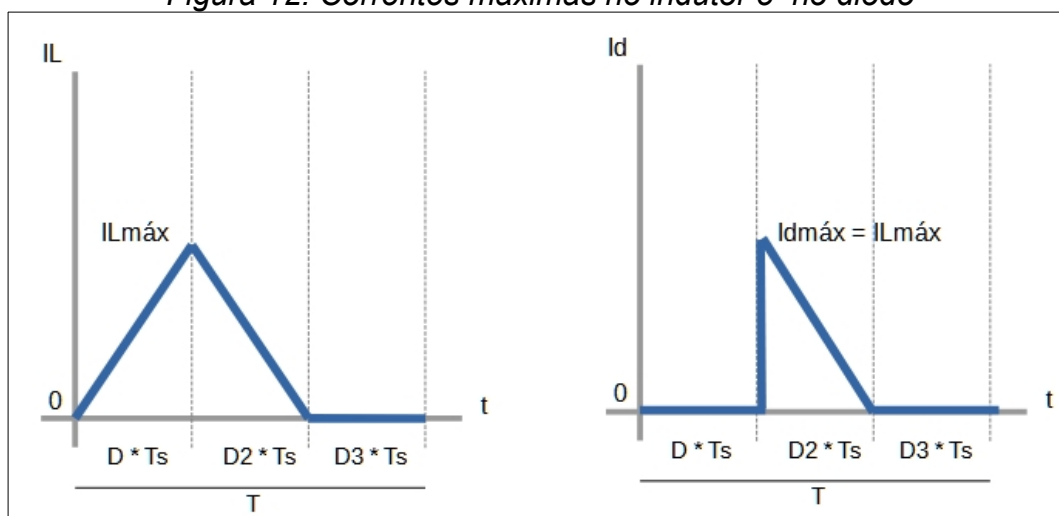
Fonte: Elaborada pelo autor

As figuras mostram que, no modo de condução descontínuo, a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor e para a carga durante a etapa em que o MOSFET permanece bloqueado.

1.5.1.15.2.2 Ganho estático em função da razão cíclica

Para um indutor operando em modo de condução descontínuo, o valor máximo da corrente atingido durante a etapa de condução do MOSFET e seu decaimento até o valor nulo durante a etapa de transferência de energia podem ser relacionados de forma a determinar o ganho estático do conversor (ARRABAÇA, 2013, p.107). Nessa condição, o ganho passa a depender da razão cíclica, da frequência de chaveamento, da indutância e das características da carga. A Figura 12 destaca a corrente máxima no indutor e a corrente no diodo.

Figura 12: Correntes máximas no indutor e no diodo



Fonte: elaborada pelo autor

A soma dos intervalos $D_1 \cdot T_s$, $D_2 \cdot T_s$ e $D_3 \cdot T_s$ determina o período do chaveamento (T_s).

Observa-se que a corrente do diodo acompanha a corrente de descarga do indutor durante o intervalo de transferência de energia. Dessa forma, a análise geométrica dessas formas de onda possibilita a obtenção das relações necessárias para a determinação do ganho estático em condução descontínua. Da equação característica do indutor,

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_L(t) * dt + i_L(0), \text{ onde } t = D * T_s, i_L(0) = 0$$

$$i_L(t) = \frac{V_{in}}{L} * t, \text{ onde } i_L(t) = i_{L_{\text{máx}}}$$

$$i_{L_{\text{máx}}} = \frac{V_{in}}{L} * D * T_s$$

$$i_{L_{\text{máx}}} = \frac{D * V_{in}}{L * f_s} \quad (28)$$

O valor médio da corrente no diodo, a corrente de saída do conversor e o valor máximo da corrente no indutor se relacionam de forma que

$$i_{d_{\text{médio}}} = \frac{i_{L_{\text{máx}}} * D^2 * T_s}{2} * \frac{1}{T_s}$$

A corrente média do diodo é a corrente de saída, assim:

$$i_o = i_{d_{\text{médio}}} = \frac{i_{L_{\text{máx}}} * D^2}{2} \text{ mas } i_o = \frac{V_o}{R_o}$$

Por substituição:

$$\frac{V_o}{R_o} = \frac{D^2}{2} * \frac{D * V_{in}}{L * f_s}$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D^2}{2} * \frac{D * R_o}{L * f_s} \quad (29)$$

O valor de D^2 ainda pode ser uma função da razão cíclica enquanto o MOSFET está conduzindo. A Figura 13 retoma a tensão no indutor, e a análise geométrica do seu valor médio, no modo de condução descontínua, está logo abaixo.

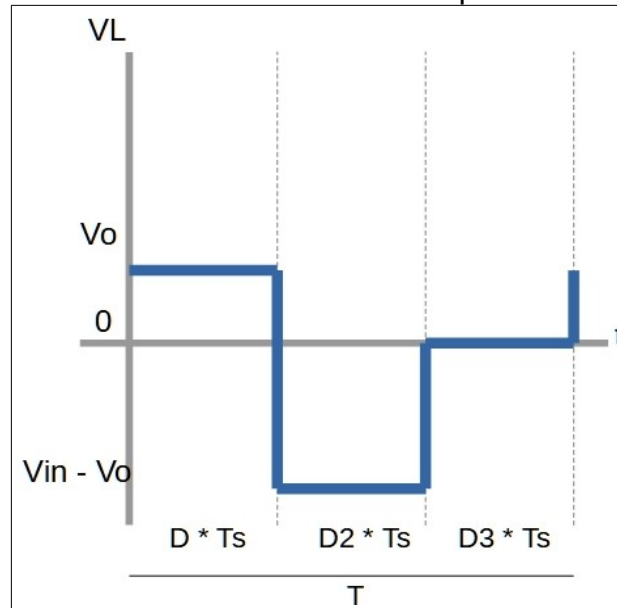
$$V_{in} * (D * T_s) = - (V_{in} - V_o) * (D_2 * T_s)$$

$$V_{in} * D = (V_o - V_{in}) * D_2$$

$$D_2 = \frac{V_{in} * D}{V_o - V_{in}} \quad (30)$$

Substituindo a fórmula (30) na equação (29):

Figura 13: Forma de onda da tensão no indutor para análise do valor médio



Fonte: elaborada pelo autor

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D^2 * R_o * V_{in}}{2 * L * f_s * (V_o - V_{in})} \quad (31)$$

O desenvolvimento da expressão (31) resulta no ganho estático do modo de condução descontínuo, definido por uma equação de segundo grau, onde o melhor arranjo para a equação é

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 0,5 + \sqrt{0,25 + \frac{D^2}{K}}, \text{ onde } \frac{1}{K} = \frac{R_o}{2 * L * f_s} \quad (32)$$

Portanto, no modo de condução descontínuo, o ganho estático depende não apenas da razão cíclica, mas também da resistência equivalente da carga, da indutância e da frequência de chaveamento. Dessa forma, diferentemente do modo

de condução contínuo, o ganho passa a ser influenciado pelos parâmetros do circuito e pelas condições de operação.

1.5.1.15.3 Modo de condução crítico

No modo de condução crítico (CRM), a corrente no indutor decresce até atingir exatamente o valor nulo no instante final do período de chaveamento. Nessa condição, o conversor opera no limite entre os modos de condução contínuo e descontínuo, não existindo intervalo de tempo em que a corrente permaneça nula.

De acordo com a Figura 14, o indutor apresenta correntes mínima e máxima durante o regime permanente. Associando o valor médio da corrente do indutor à sua ondulação, pode-se determinar a condição em que a corrente mínima atinge o valor nulo. Essa condição define a fronteira entre os modos de condução contínuo e descontínuo e permite calcular a indutância ou a resistência de carga limite para a operação do conversor.

É possível demonstrar geometricamente que o valor médio da corrente no indutor é determinado por:

$$I_{L\text{médio}} = \frac{I_{L\text{máx}} + I_{L\text{min}}}{2} \quad (33)$$

Em condições ideais o ganho estático pode ser definido pelas correntes de entrada e saída através da potência. Assim:

$$I_{\text{in}} = \frac{I_o}{1 - D} \quad (34)$$

Da análise do circuito em modo de condução contínua sabe-se que a corrente no indutor é a corrente de entrada, logo:

$$\begin{aligned} I_{L\text{médio}} &= I_{\text{in}} \\ 2 * \frac{I_o}{1 - D} &= I_{L\text{máx}} + I_{L\text{min}} \end{aligned}$$

$$IL_{min} = \frac{2 * I_o}{1 - D} - IL_{máx} \quad (35)$$

A corrente máxima no indutor na primeira etapa de chaveamento é a corrente mínima no indutor mais o ripple.

$$IL_{máx} = IL_{min} + \Delta IL$$

Pela equação característica do indutor, é possível demonstrar que

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L} * \frac{D}{f_s}$$

Então:

$$IL_{máx} = IL_{min} + \frac{D * V_{in}}{f_s * L} \quad (36)$$

A substituição da equação (36) na equação (35) resulta na corrente mínima do indutor em função dos parâmetros do conversor.

$$IL_{min} = \frac{2 * I_o}{1 - D} - IL_{min} - \frac{D * V_{in}}{f_s * L} = 0 \quad (37)$$

Quando a corrente mínima no indutor se anula, sem que o modo de condução do conversor se torne descontínuo, se conclui que

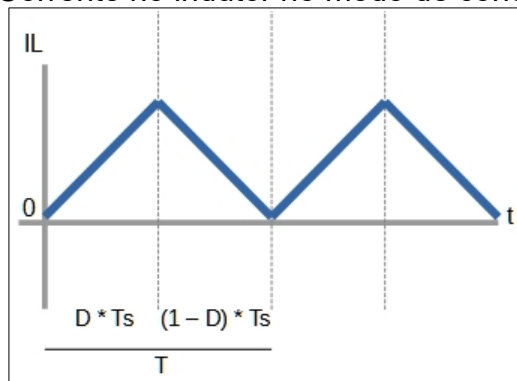
$$\frac{I_o}{1 - D} = \frac{D * V_{in}}{2 * f_s * L}, \text{ onde } I_o = \frac{V_o}{R_o}$$

Assim a resistência da carga para o modo de condução crítica pode ser obtida

$$R_o = \frac{2 * L * f_s}{D * (1 - D)^2} \quad (38)$$

O comportamento gráfico da corrente no indutor no modo de condução crítica está ilustrado na Figura 14.

Figura 14: Corrente no indutor no modo de condução crítica



Fonte: elaborada pelo autor

1.5.1.16 Tensão de saída em função das perdas dissipativas dos componentes – Análise para o modo de condução contínua

Em um conversor BOOST real, parte da energia processada é dissipada nos próprios componentes do circuito. O indutor apresenta perdas associadas à resistência de seu enrolamento, o MOSFET dissipa potência durante a condução devido à sua resistência interna, o diodo apresenta perdas decorrentes de sua queda de tensão direta, e o capacitor possui perdas relacionadas à sua resistência série equivalente. Além disso, a carga consome a potência útil fornecida pelo conversor. Como consequência, a potência entregue à saída é inferior à potência total fornecida pela fonte, resultando em uma redução da tensão de saída e da eficiência do sistema quando comparado ao modelo ideal.

1.5.1.17 Diodo

Segundo BARBI (2006), quando o diodo encontra em condução ele dissipa uma potência convertida em calor expressa matematicamente por

$$P = V_{to} * I_{d_{medio}} + r_T * I_{D_{eficaz}}^2 \quad (39)$$

1.5.1.18 Capacitor

Os capacitores são amplamente utilizados em eletrônica de potência para filtragem de sinais CA e CC, correção de fator de potência e armazenamento de energia. De acordo com Rashid (2014), os capacitores empregados nessas aplicações podem ser classificados em cinco categorias principais: capacitores de filme, capacitores cerâmicos, capacitores eletrolíticos de alumínio, capacitores de tântalo sólido e supercapacitores.

Todos os capacitores reais apresentam resistência série equivalente (ESR), responsável por perdas dissipativas e pela contribuição para a ondulação de tensão na saída do conversor.

1.5.1.19 Indutor

A perda dissipativa no indutor depende de sua corrente eficaz e da resistência ôhmica do material utilizado no seu enrolamento.

$$P = I_{rms}^2 * R_L \quad (40)$$

1.5.1.20 Transistor

Para o transistor de efeito de campo, o MOSFET, as perdas dissipativas incluem perda por condução, no chaveamento, perda por capacitância de saída, perdas por acionamento do gate e no diodo interno. Contudo, são essenciais as seguintes perdas.

1.5.1.21 Perdas por condução

Ocorrem quando o MOSFET está ligado (modo “on”) e comporta-se como um resistor.

$$P_{cond} = I_{M,rms}^2 * R_{DS(on)} \quad (41)$$

1.5.1.22 Perdas por chaveamento

Ocorrem durante as transições de ligar e desligar, quando o MOSFET passa pela região ativa e suporta simultaneamente tensão e corrente elevadas.

$$P_{ch} = \frac{V_{DS} * ID * (t_{subida} + t_{descida}) * fs}{2} \quad (42)$$

As perdas por condução e por chaveamento reduzem a potência efetivamente transferida para a carga. Dessa forma, a potência de saída do conversor é sempre inferior à potência de entrada, caracterizando o comportamento não ideal do sistema.

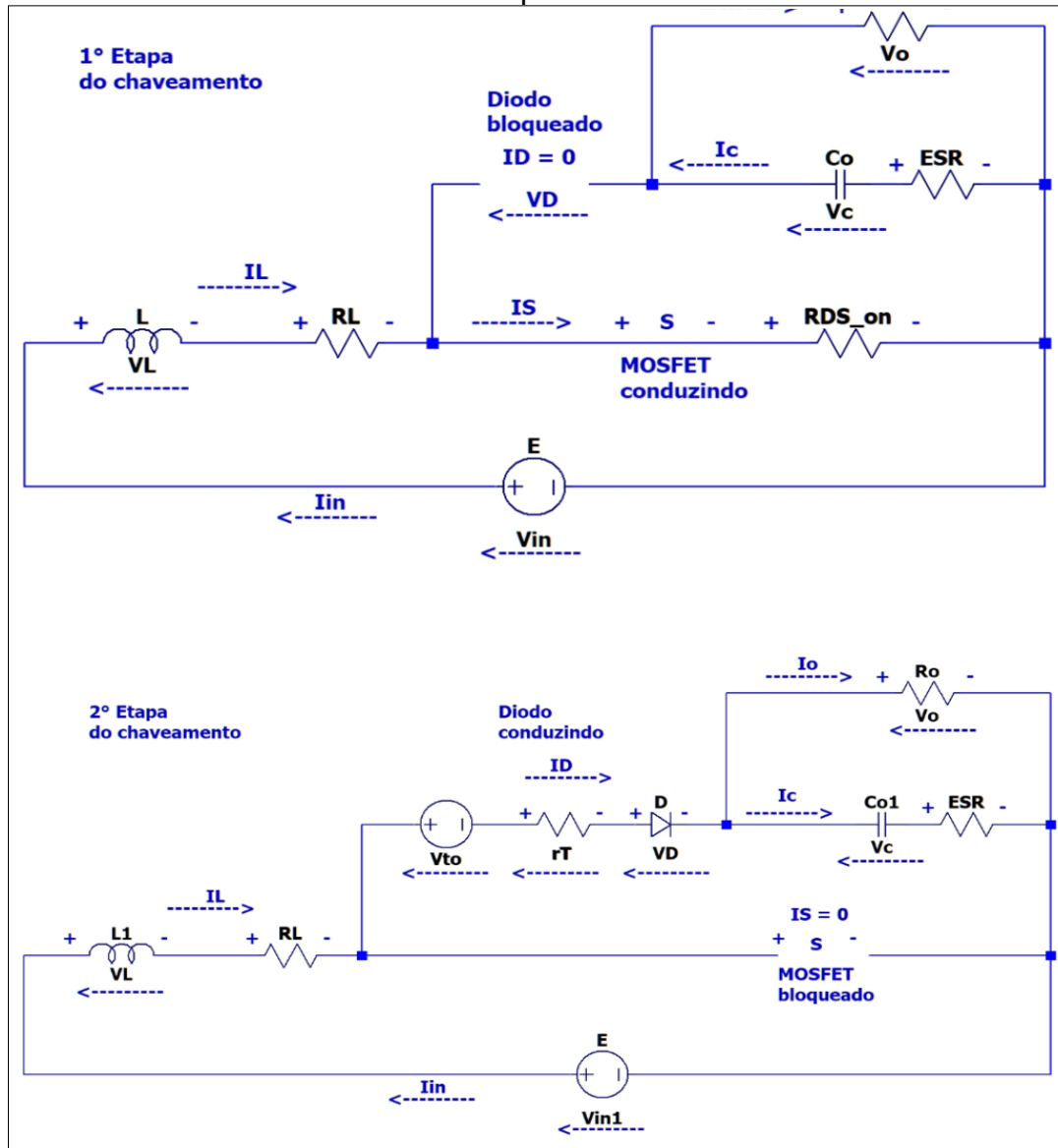
1.5.1.23 Influência resistiva

Os componentes que constituem o conversor BOOST apresentam resistências internas que resultam em perdas dissipativas durante a operação. Em virtude dessas perdas, parte da energia fornecida pela fonte é convertida em calor, reduzindo a potência efetivamente transferida para a carga.

As perdas devem ser consideradas para que o modelo represente de forma mais fiel as condições reais de funcionamento do conversor. Assim, a inclusão das resistências internas do indutor, do MOSFET, do diodo e do capacitor permite estimar com maior precisão a potência transferida à carga e a tensão de saída do conversor, aproximando os resultados teóricos daqueles observados na implementação prática.

A Figura 15 ilustra o circuito equivalente do conversor BOOST considerando as resistências internas dos seus componentes durante a primeira e a segunda etapa de chaveamento. A partir desse modelo, realiza-se a dedução da tensão de saída por meio da análise do valor médio da tensão no indutor, obtendo-se uma expressão que relaciona a potência de saída, as resistências internas dos componentes, a razão cíclica, a tensão direta do diodo e a tensão de entrada do conversor.

Figura 15: Primeira e segunda etapa do chaveamento diante das perdas dissipativas



Fonte: elaborada pelo autor

Visto que a tensão de saída do conversor foi obtida a partir da condição de equilíbrio volt-segundo no indutor, expressa por $(V_{L_{1etapa}} * D + V_{L_{2etapa}} * (1 - D) = 0)$, resultando no ganho estático apresentado na Equação (23), a inclusão das perdas dissipativas exige a reformulação dessa análise. Para tanto, torna-se necessário retomar as equações de tensão dos componentes por meio das Leis de Kirchhoff, explicitando as resistências internas presentes no circuito. Dessa forma, as etapas de chaveamento do conversor BOOST em modo de condução contínua devem ser reavaliadas, de modo a incorporar os efeitos não ideais dos componentes. Assim:

Primeira etapa de chaveamento

$$V_{in} - V_{L1etapa} - (R_L * I_L) - [R_{DS(on)} * I_L] = 0$$

$$V_{in} - V_{L1etapa} - I_L * [R_L + R_{DS(on)}] = 0$$

$$V_{L1etapa} = V_{in} - I_L * (R_L + R_{DS(on)}) \quad (43)$$

Segunda etapa de chaveamento

$$V_{in} - V_L - (R_L * I_L) - V_{to} - (r_T * I_L) - V_D - V_o = 0, \text{ onde } V_D = 0$$

$$V_{in} - V_L - V_{to} - V_o - I_L * (R_L + r_T) = 0$$

$$V_{L2etapa} = V_{in} - V_{to} - V_o - I_L * (R_L + r_T) \quad (44)$$

Substituindo (43) e (44) na equação (23) é possível demonstrar que:

$$V_{in} - [V_{to} * (1 - D)] - [V_o * (1 - D)] - I_L * [R_L + R_{DS(on)} * D + r_T * (1 - D)] = 0$$

$$V_o * (1 - D) = V_{in} - V_{to} * (1 - D) - I_L * [R_L + R_{DS(on)} * D + r_T * (1 - D)]$$

$$V_o = \frac{V_{in} - I_L * [R_L + R_{DS(on)} * D + r_T * (1 - D)]}{1 - D} - V_{to} \quad (45)$$

A corrente no indutor pode ser retirada da equação se considerado que

$$P_{in} = P_o ; I_{in} = I_L ; P_o = V_{in} * I_L$$

$$I_L = \frac{P_o}{V_{in}} \quad (46)$$

Substituindo (46) em (45) resulta na tensão de saída procurada.

$$V_o = \frac{V_{in} - \frac{P_o}{V_{in}} * [R_L + R_{DS(on)} * D + r_T * (1 - D)]}{1 - D} - V_{to} \quad (47)$$

O ganho estático associado a tensão de saída é então encontrado dividindo-se os dois membros da equação (47) pela tensão de entrada. Logo:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 - \frac{P_o}{V_{in}^2} * [RL + R_{DS(on)} * D + r_T * (1 - D)]}{1 - D} - \frac{V_{to}}{V_{in}} \quad (48)$$

Dessa forma, a consideração das perdas dissipativas nos componentes permite obter uma estimativa mais precisa da tensão de saída e do rendimento do conversor em condições reais de operação.

1.6 CONVERSOR BUCK

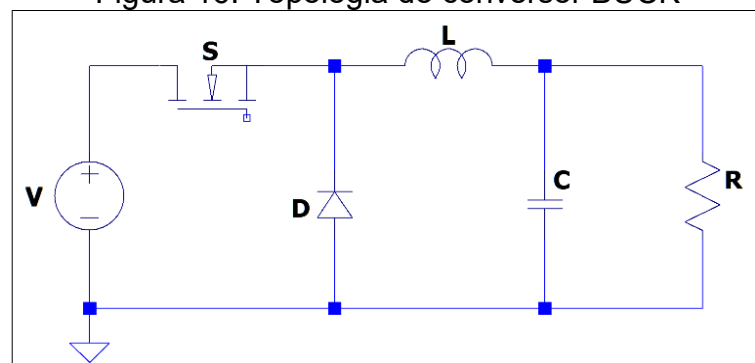
O conversor não isolado BUCK é um conversor abaixador de tensão, capaz de produzir um valor médio de tensão na saída inferior ao valor médio de tensão na entrada. Em contrapartida, a corrente média fornecida à carga é superior à corrente média absorvida da fonte, de modo que o princípio da conservação de energia é preservado (BARBI, 2006).

Os conversores não isolado BUCK estão presentes em carregadores de bateria, carregadores solares, amplificadores de áudio, quadricópteros e acionamento de motores.

1.6.1 Princípio de funcionamento

Um circuito esquemático do conversor BUCK pode ser visto na Figura 16.

Figura 16: Topologia do conversor BUCK

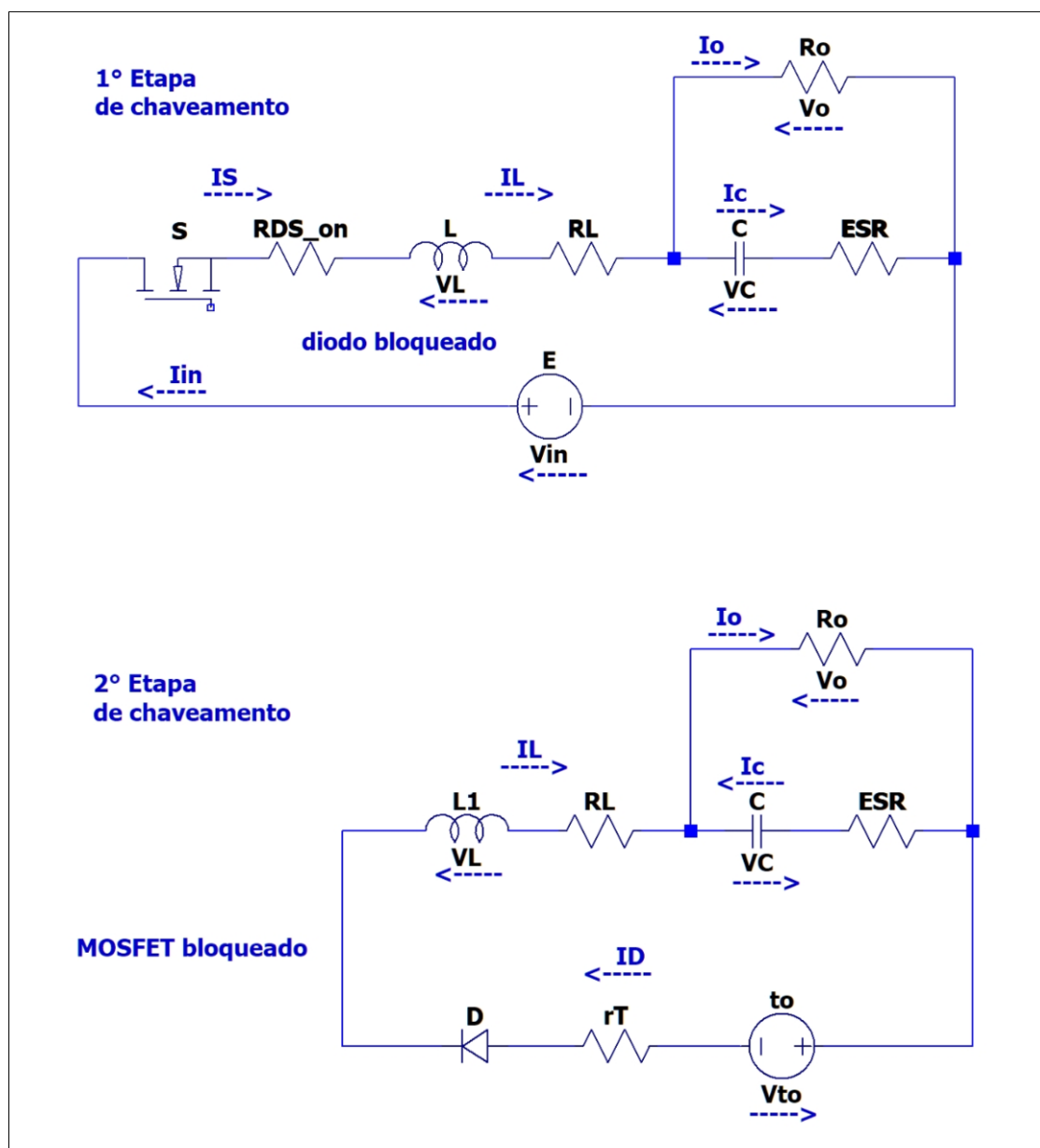


Fonte: elaborada pelo autor

Os conversores BUCK utilizam um transistor MOSFET como elemento de chaveamento controlado. Sua topologia apresenta duas etapas principais de operação.

A Figura 17 mostra as duas etapas de chaveamento para o modo de condução contínua contendo os elementos resistivos de cada componente do conversor. Na primeira etapa, o MOSFET conduz e o diodo permanece bloqueado; na segunda etapa, o MOSFET é bloqueado e o diodo entra em condução. Optou-se por omitir das representações o componente bloqueado.

Figura 17: Primeira e segunda etapa de chaveamento do conversor BUCK



Fonte: elaborada pelo autor

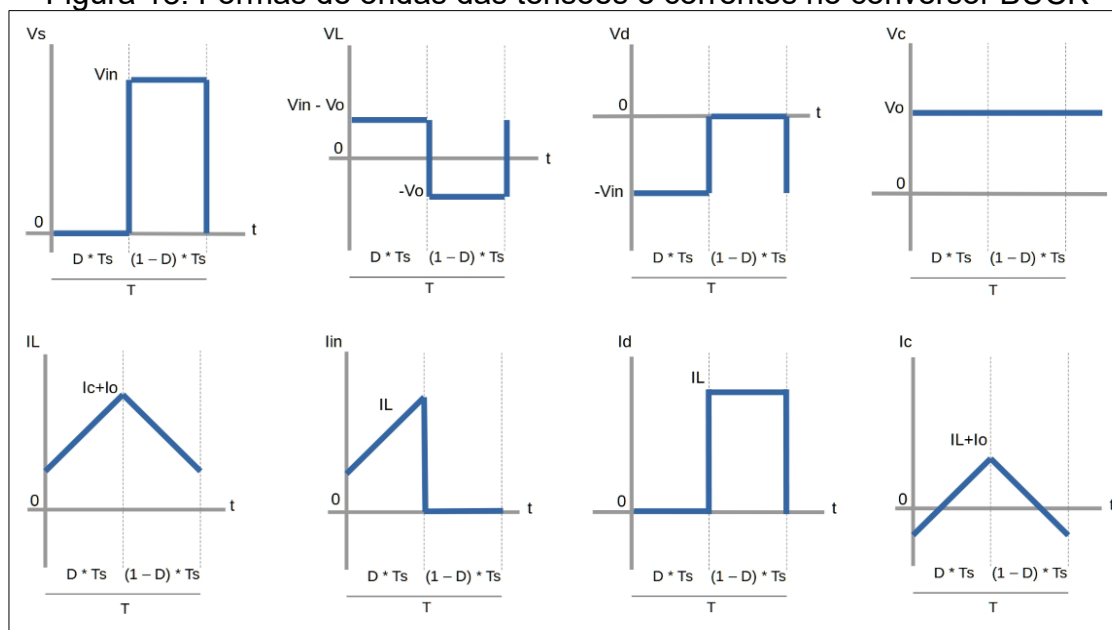
Durante a primeira etapa, quando o MOSFET está em condução, a energia da fonte é transferida para a carga através do indutor, enquanto parte dessa energia é armazenada no campo magnético do próprio indutor. Nessa condição, o diodo permanece reversalmente polarizado.

Na segunda etapa, quando o MOSFET é bloqueado, a corrente do indutor não pode variar instantaneamente. Assim, a energia previamente armazenada é transferida para a carga através do diodo, que passa a conduzir. O capacitor de saída auxilia na manutenção da tensão sobre a carga, reduzindo as oscilações decorrentes do processo de chaveamento. Ao final dessa etapa, um novo ciclo é iniciado com o retorno do MOSFET ao estado de condução.

1.6.2 Aspectos gráficos das tensões e correntes

Na Figura 18 estão representadas as formas de ondas mais comuns das tensões e correntes no conversor não isolado BUCK para o modo de condução contínua, pois a corrente elétrica que flui pelo indutor não se anula em nenhum instante dentro do período T_s do chaveamento composto pela soma dos tempos $D \cdot T_s$ e $(1 - D) \cdot T_s$.

Figura 18: Formas de ondas das tensões e correntes no conversor BUCK



Fonte: elaborada pelo autor

1.6.3 Relações das tensões e correntes no chaveamento

Segue na Tabela 1 as principais relações para o conversor não isolado CC-CC BUCK.

Tabela 1: Principais relações para as tensões e correntes do conversor BUCK

Primeira Etapa de chaveamento	Segunda Etapa de chaveamento
$V_L = V_{in} - V_o$	$V_{in} = V_s$
$V_d = -V_{in}$	$V_d = 0$
$V_s = 0$	$V_L = -V_c = -V_o$
$V_c = V_o$	$I_{in} = I_s = 0$
$I_d = 0$	$I_L = I_c + I_o$
$I_{in} = I_s = I_L = I_c + I_o$	$I_d = I_L$

Fonte: ARRABAÇA E GIMENEZ, 2019

1.6.4 Equações associadas

Segue na Tabela 2 as principais fórmulas para estudo do conversor não isolado CC-CC BUCK.

Tabela 2: Principais fórmulas para o conversor

Valor médio no indutor $(V_{in} - V_o) * D * T_s + (-V_o) * (1 - D) * T_s = 0$ Ganho Estático $G = D = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o}$ Ondulação de corrente $\Delta I_L = \frac{V_o * (1 - D)}{L * f_s}$ Ondulação de tensão $\Delta V_c = \frac{V_o * (1 - D)}{8 * L * C * f_s^2}$ Ganho estático no modo de condução descontínuo $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8 * L * f_s}{D^2 * R_o}}}$	Indutor para o modo de condução crítico $L_{crit} = \frac{V_o * (1 - D)}{2 * f_s * I_o}$ Ganho estático para o modo de condução contínuo com perdas dissipativas $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D * \left(1 + \frac{V_{to}}{V_{in}}\right) - \frac{V_{to}}{V_{in}}}{1 + \frac{R_{DS(on)} * D}{R_o} + \frac{R_L}{R_o} + \frac{r_T * (1 - D)}{R_o}}$
---	---

Fonte: ARRABAÇA E GIMENEZ, 2019

1.7 CONVERSOR SEPIC

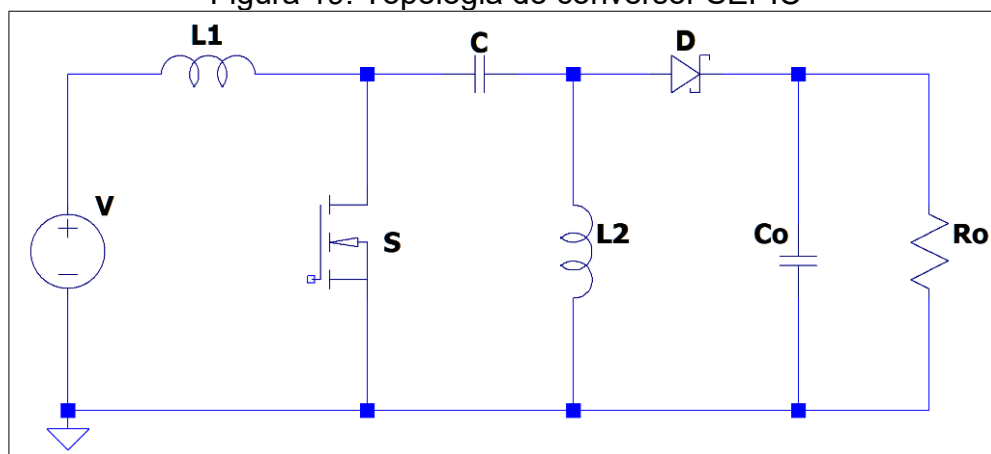
Este conversor pode operar como elevador ou abaixador de tensão, possui características de fonte de corrente na entrada e fonte de tensão na saída. Apesar da versatilidade não é muito fácil de ser dimensionado (BARBI, 2006).

Os conversores não isolado SEPIC também são utilizados em sistemas automotivos, sistemas solares off-grid, eletrônica portátil e ferramentas a bateria.

1.7.1 Princípio de funcionamento

O conversor SEPIC conta com dois indutores. Eles são alimentados pela fonte enquanto o MOSFET não interrompe a corrente que o atravessa. Nesse momento a carga está sendo mantida apenas pelo capacitor em descarga e o diodo não conduz. Quando o MOSFET interrompe a corrente, os dois indutores descarregam energia elétrica que atravessa o diodo em condução para carregar o capacitor e alcançar a carga. Então o MOSFET volta a conduzir e o processo reinicia. Esse conversor pode abaixar ou aumentar a tensão de saída sem inverter polaridade. A Figura 19 apresenta a topologia do conversor.

Figura 19: Topologia do conversor SEPIC

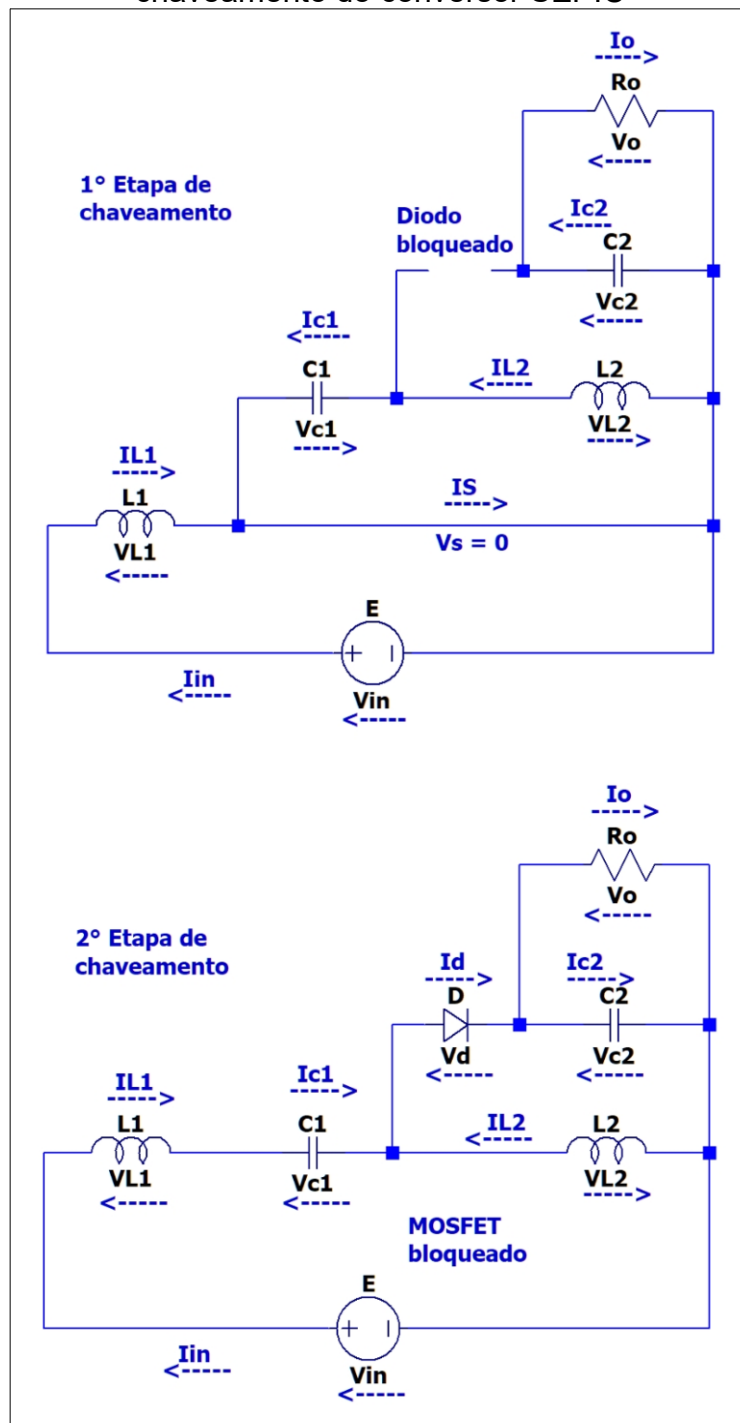


Fonte: elaborada pelo autor

A Figura 20 mostra as duas etapas de chaveamento para o modo de condução contínua contendo os elementos resistivos de cada componente do conversor. Na primeira etapa, o MOSFET conduz e o diodo permanece bloqueado;

na segunda etapa, o MOSFET é bloqueado e o diodo entra em condução. Optou-se por omitir das representações o componente bloqueado.

Figura 20: Primeira e segunda etapa de chaveamento do conversor SEPIC

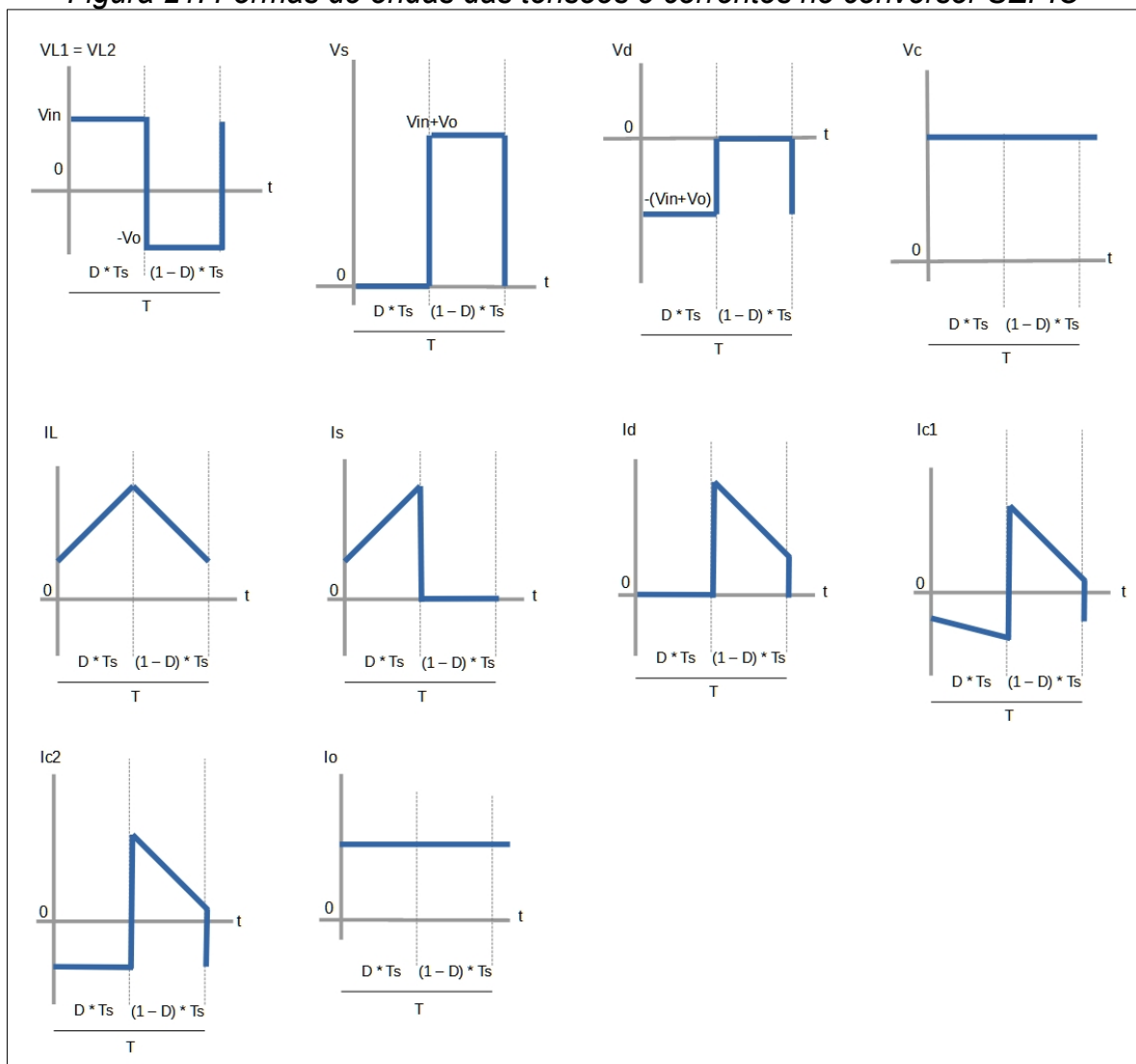


Fonte: elaborada pelo autor

1.7.2 Aspectos gráficos das tensões e correntes

Na Figura 21 estão representadas as formas de ondas mais comuns das tensões e correntes no conversor não isolado SEPIC para o modo de condução contínua, pois a corrente elétrica que flui pelo indutor não se anula em nenhum instante dentro do período T_s do chaveamento composto pela soma dos tempos $D \cdot T_s$ e $(1 - D) \cdot T_s$.

Figura 21: Formas de ondas das tensões e correntes no conversor SEPIC



Fonte: elaborada pelo autor

1.7.3 Relações das tensões e correntes no chaveamento

Segue na Tabela 3 as principais relações para o conversor não isolado cc SEPIC.

Tabela 3: Principais relações para as tensões e correntes do conversor SEPIC

Primeira Etapa de chaveamento	Segunda Etapa de chaveamento
$V_{in} = V_{L1}$	$V_{in} + V_{L2} = V_{L1} + V_{C1}$
$V_{C1} = -V_{L2}$	$V_{L2} = -(V_{C2} + V_d)$, onde $V_d = 0$
$V_{C2} = V_o$	$V_{C2} = V_o$
$I_{in} = I_{L1}$	$I_{C1} + I_{L2} = I_d$
$I_{L1} + I_{C1} = I_s$	$I_d = I_o + I_{C2}$
$I_{L2} = I_{C1}$	
$I_{C2} = I_o$	

Fonte: ARRABAÇA E GIMENEZ, 2019

1.7.4 Equações associadas

Segue na Tabela 4 as principais fórmulas para estudo do conversor não isolado CC-CC SEPIC.

Tabela 4: Principais fórmulas para o conversor

Valor médio no indutor $V_{L1} * D * T_s + V_{L2} * (1 - D) * T_s = 0$ Ganho Estático no modo de condução contínuo $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D}$ Ondulação de corrente $\Delta I_{L_n} = \frac{D * V_{in}}{L_n * f_s}, \text{ onde } n = 1 \text{ ou } 2$ Ondulação de tensão $\Delta V_C = \frac{I_o * D}{C * f_s}$	Ganho estático no modo de condução descontínuo $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{\sqrt{\frac{2 * L_{equ} * f_s}{R_o}}}$ onde L_{equ} é indutor equivalente de L1 e L2 Ganho estático no modo de condução crítico $\frac{V_o}{V_{in}} = D * \sqrt{\frac{R_o}{2 * L_{equ} * f_s}}$
---	---

Fonte: ARRABAÇA E GIMENEZ, 2019

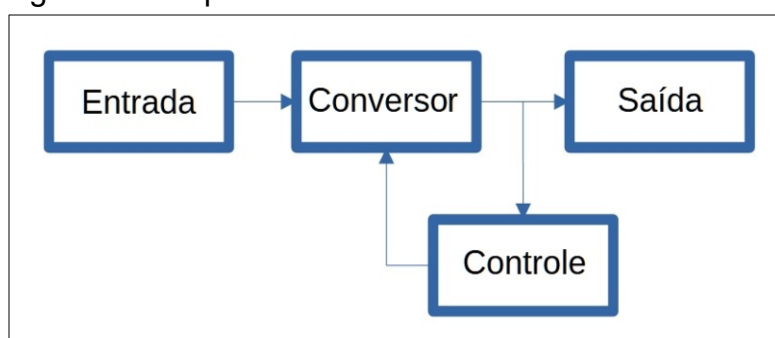
1.8 CONTROLE

Um conversor de tensão está sujeito a variações na tensão e na corrente de saída em decorrência de alterações na tensão de entrada, mudanças repentinas de carga e transitórios provocados pelo chaveamento dos semicondutores. Além disso, condições não ideais dos componentes, como a saturação do indutor, podem comprometer a operação adequada do conversor e degradar seu desempenho.

Dessa forma, torna-se necessário empregar técnicas de controle capazes de monitorar e ajustar automaticamente a razão cíclica do chaveamento. O objetivo é manter a tensão ou corrente de saída e garantir maior estabilidade ao sistema.

A Figura 22 ilustra um circuito de controle associado a um conversor CC-CC não isolado e mostra, de forma simplificada, que é possível implementar uma malha fechada entre a saída e o circuito de acionamento. Por meio dessa estrutura, a informação da saída é utilizada para corrigir a operação do conversor.

Figura 22: Esquema básico de um conversor controlado



Fonte: elaborada pelo autor

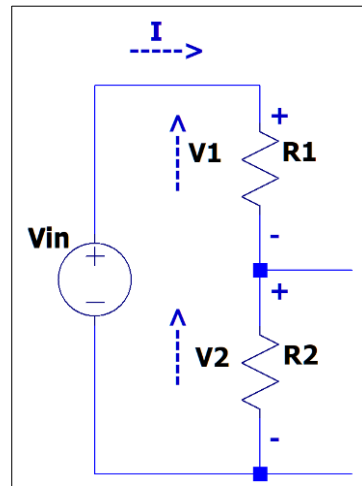
Variadas são as técnicas de controle e há bons circuitos integrados que já contém em suas estruturas internas todo o processo que quantifica dados, faz comparações e toma a decisão que influenciará a razão cíclica, variável vital que modifica o comportamento do conversor.

No entanto, optou-se neste trabalho pela montagem de um controlador simples e funcional constituído pelos seguintes componentes e estruturas: divisor de tensão, regulador de tensão, comparador, temporizador.

1.8.1 DIVISOR DE TENSÃO

De acordo com Nilsson (1999, p.40) para extrair valores de tensão diferentes de uma fonte de alimentação basta aplicar a Lei de Kirchhoff no circuito da Figura 23 e fazer uma substituição considerando a Lei de Ohm. Então:

Figura 23: Circuito do divisor de tensão



Fonte: elaborada pelo autor

$$V_{in} - I * R_1 - I * R_2 = 0$$

$$V_{in} = I * R_1 + I * R_2$$

$$I = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2}$$

$$V_2 = I * R_2$$

$$V_2 = V_{in} * \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (49)$$

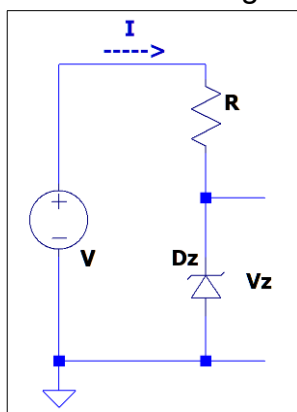
1.8.2 REGULADOR DE TENSÃO

Um diodo fabricado para atuar na região de ruptura é denominado diodo Zener. Um diodo Zener também chamado de diodo regulador de tensão, recebe tal denominação por manter a tensão de saída constante ainda que sua corrente varie (MALVINO, 2009).

Esse recurso é particularmente interessante, pois torna o diodo Zener um componente de tensão fixa utilizada como referência eletrônica. A Figura 24 mostra

como o circuito do diodo regulador de tensão precisa ser implementado, em seguida como sua resistência em série é calculada.

Figura 24: Circuito do diodo regulador de tensão



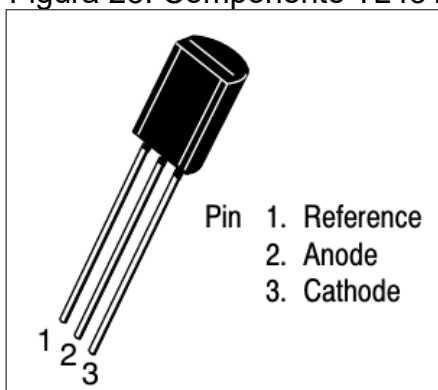
Fonte: MALVINO, 2009

O resistor R pode ser obtido por

$$I = \frac{V - V_z}{R} \quad (50)$$

Em circuitos de controle de conversores, é muito comum substituir um Zener de 2,5 V por uma referência dedicada como o TL431, cuja tensão de referência típica é 2.495 V. A Figura 25 ilustra o encapsulamento TO – 92 para o componente.

Figura 25: Componente TL431



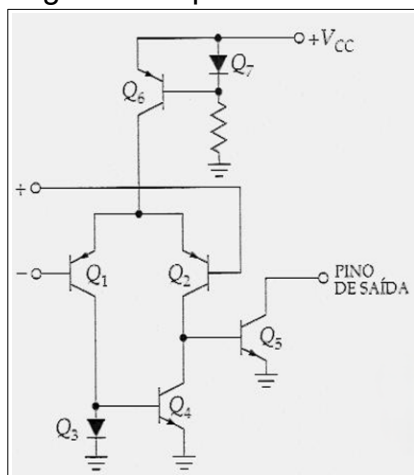
Fonte: ON SEMICONDUCTOR, 2026

Segundo o datasheet do componente TL431, este opera na faixa de 1mA até 100mA, é um ótimo substituto ao diodo Zener, oferece baixo ruído e está presente nos voltímetros digitais, circuitos de amplificação e fontes de alimentação.

1.8.3 COMPARADOR

Um comparador diferencial é um circuito eletrônico capaz de comparar dois sinais de tensão aplicados às suas entradas (inversora e não-inversora) e determinar qual deles possui o maior potencial (MALVINO, 2009, p.298). A saída é um valor binário. A Figura 26 ilustra um circuito interno de um comparador.

Figura 26: Diagrama simplificado de um comparador



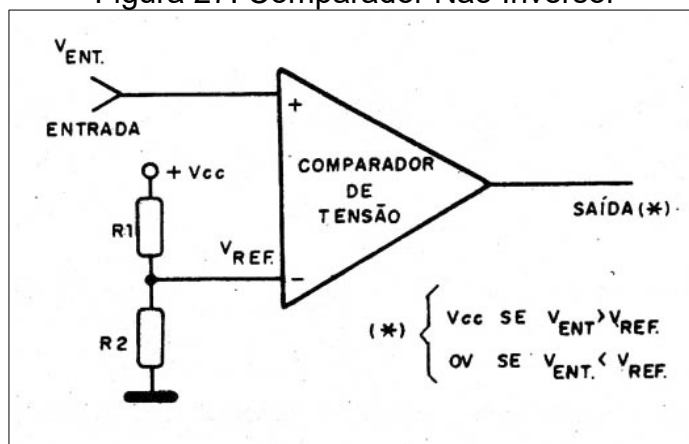
Fonte: MALVINO, 1997

Segundo Braga (2026), o estado lógico da saída de um comparador depende da relação entre as tensões aplicadas às suas entradas. Quando a tensão na entrada não inversora é maior que a tensão na entrada inversora, a saída assume nível lógico alto. Por outro lado, quando a tensão na entrada inversora é maior que a tensão na entrada não inversora, a saída assume nível lógico baixo.

Assim, a tensão de referência pode ser aplicada a qualquer uma das entradas, sendo o comportamento da saída determinado pela comparação entre a tensão de referência e o sinal a ser monitorado.

A Figura 27 ilustra o comportamento da saída do comparador quando a tensão de referência é aplicada à entrada inversora.

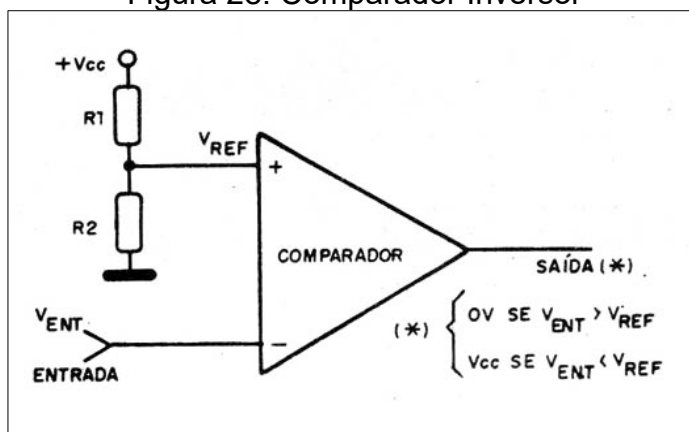
Figura 27: Comparador Não Inversor



Fonte: BRAGA, 2026

A Figura 28 ilustra o comportamento da saída do comparador quando a tensão de referência é aplicada à entrada não inversora.

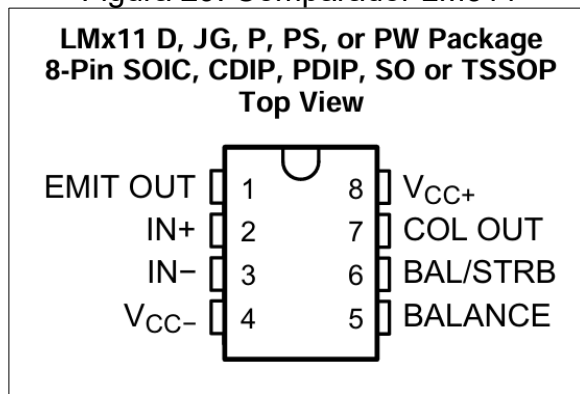
Figura 28: Comparador Inversor



Fonte: BRAGA, 2026

O LM311 é um circuito integrado amplamente utilizado como comparador de tensão, desde sua introdução pela Texas Instruments, se tornou um padrão para comparadores analógicos de propósito geral. O LM311 compara uma tensão de entrada não-inversora com a entrada inversora e muda sua saída conforme qual entrada for a maior. A Figura 29 ilustra o componente com o encapsulamento de 8 pinos.

Figura 29: Comparador LM311



Fonte: TEXAS INSTRUMENTS, 2026

1.8.4 TEMPORIZADOR

Um oscilador de relaxação é um circuito eletrônico não linear capaz de converter energia em corrente contínua (CC) em um sinal elétrico periódico.

Diferentemente dos osciladores senoidais, produz formas de onda não senoidais, como ondas quadradas, triangulares e dente de serra (MALVINO, 2009).

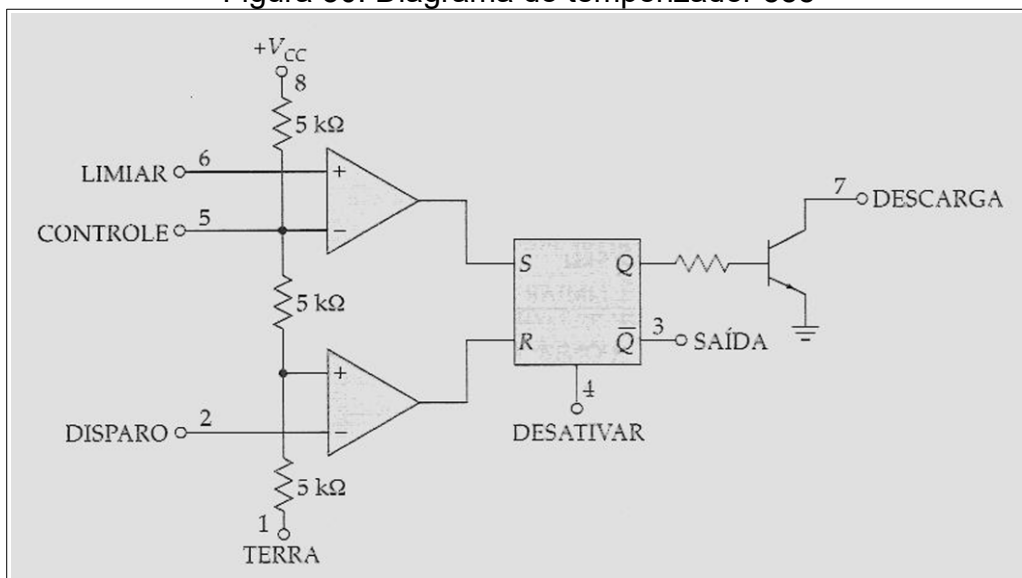
O flip-flop RS é um elemento de memória digital formado por portas lógicas e constituído por duas entradas e duas saídas. Embora uma única porta lógica não seja capaz de armazenar informações, a associação adequada de portas permite a implementação de circuitos de memória (TOCCI, 2007, p.106).

O temporizador 555 é um circuito integrado que reúne em sua estrutura interna um oscilador de relaxação, dois comparadores, um flip-flop RS e um transistor de descarga. Essa combinação permite sua utilização em aplicações de temporização, geração de pulsos e oscilação. A Figura 30 apresenta o diagrama simplificado do temporizador 555.

Um temporizador 555 é chamado de multivibrador astável porque produz um trem contínuo de pulsos retangulares. A configuração astável do temporizador está ilustrada na Figura 31.

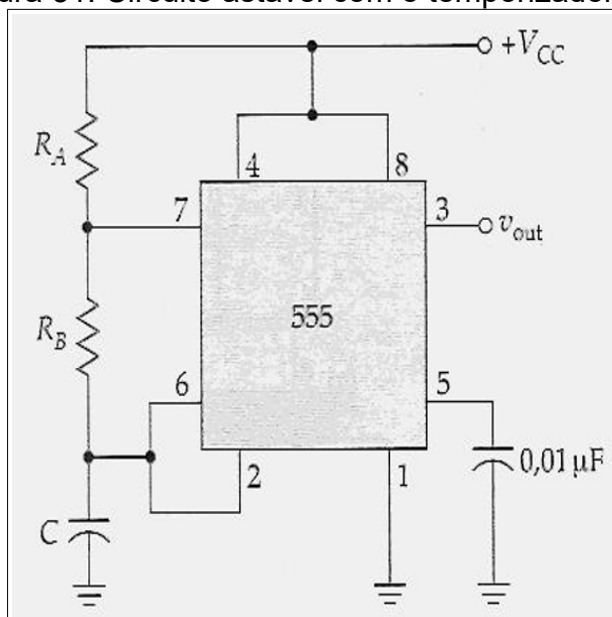
No modo astável, o capacitor de temporização é submetido a ciclos sucessivos de carga e descarga, fazendo com que sua tensão varie entre níveis predeterminados. Como resultado, a saída do temporizador assume a forma de uma onda retangular periódica.

Figura 30: Diagrama do temporizador 555



Fonte: (MALVINO, 1997)

Figura 31: Circuito astável com o temporizador 555



Fonte: (MALVINO, 2009)

Em sua configuração clássica, o capacitor carrega através dos resistores A e B descarrega apenas através do resistor B, fazendo com que os tempos de carga e descarga sejam diferentes. Consequentemente, a forma de onda de saída não é simétrica. Para quantificar essa assimetria, utiliza-se a razão cíclica, definida como a relação entre o tempo em nível alto e o período total do sinal (MALVINO, 2009). As fórmulas relacionadas ao temporizador são as seguintes,

Tempo de carregamento(nível alto):

$$t_1 = 0.693 * (R_A + R_B) * C \quad (51)$$

Tempo de descarregamento(nível baixo):

$$t_2 = 0.693 * (R_B) * C \quad (52)$$

Período:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 * (R_A + 2 * R_B) * C \quad (53)$$

Frequência da oscilação de saída:

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1.44}{(R_A + 2 * R_B) * C} \quad (54)$$

Razão cíclica:

$$D = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2 * R_B} \quad (55)$$

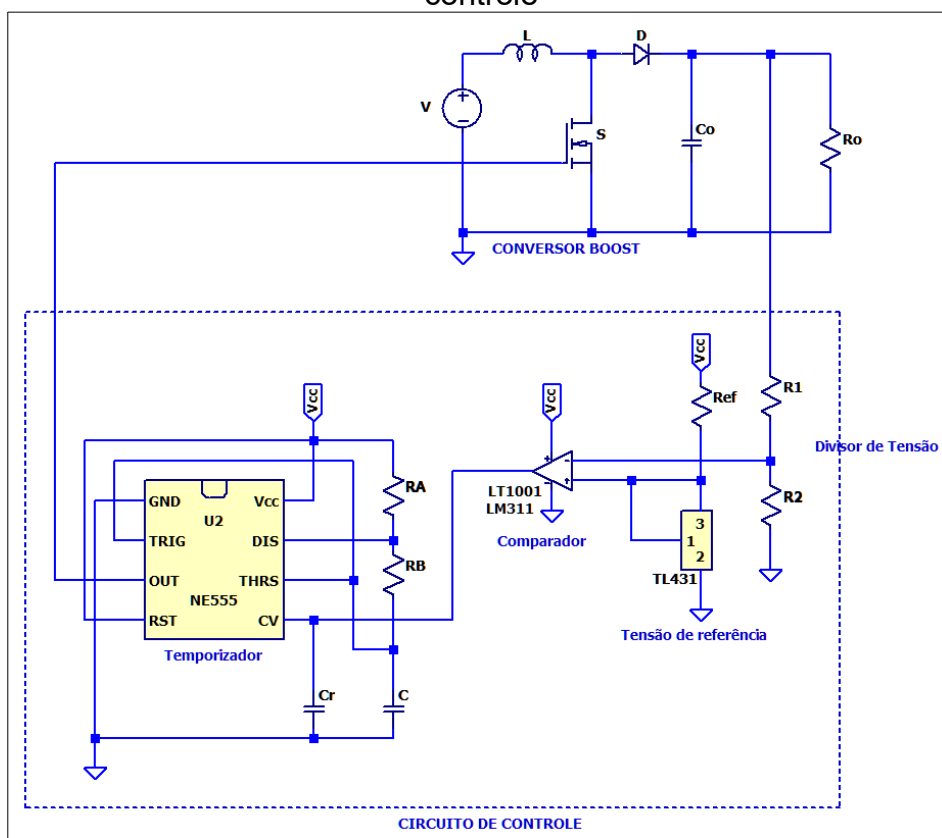
Quando utilizado para ajustar a razão cíclica do sinal de chaveamento, o temporizador 555 caracteriza uma estratégia de controle definida como modulação por largura de pulso (PWM).

1.8.5 ESTRUTURA DO CIRCUITO DE CONTROLE

Uma vez definidos os componentes básicos do circuito de controle, estes devem ser associados ao conversor de forma adequada para compor uma malha de realimentação. Nessa configuração, o estado do conversor é continuamente monitorado e comparado a uma condição de referência, permitindo que sua operação seja ajustada automaticamente para manter o comportamento desejado.

A Figura 32 mostra um diagrama de um conversor BOOST com uma circuito de controle.

Figura 32: Diagrama de um conversor BOOST com circuito de controle



Fonte: elaborada pelo autor

1.8.6 CONVERSOR BOOST – FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito funciona considerando as contribuições de cada componente. O divisor de tensão oferece uma fração da tensão de saída do conversor para comparação como a tensão fixa de 2,495 V, mantida pelo componente TL431. Para

o caso do conversor ser BOOST, a realimentação do circuito precisa ser negativa segundo a teoria de Sistemas, portanto a tensão do conversor deve alimentar a entrada inversora do comparador, no pino 3, e a tensão fixa mantida pelo TL431 deve alimentar a entrada não inversora do comparador, no pino 2. A saída do comparador é o pino 7.

1.8.6.1 COMO O COMPARADOR AGE SOBRE O TEMPORIZADOR

A natureza desta saída é um transistor interno em coletor aberto e atua como uma chave que pode ser saturada ou não. Se saturado o pino 7 se conecta ao pino 1 ligado ao GND, do contrário fica desconectado, em alta impedância, ou pode ser polarizado com um resistor pull-up.

Quando a tensão de entrada inversora do comparador no pino 3 for maior que a tensão da entrada não inversora no pino 2 o transistor interno no pino 7 satura. Do contrário, quando a tensão da entrada não inversora no pino 2 é maior do que a tensão no pino 3 o transistor interno desliga ou fica flutuando. Contudo, o pino 7 se ligado a um resistor pull-up a saída fica positiva, se ligado ao Vcc do circuito.

Essa alternância da saída do comparador em função da tensão de saída do conversor é usada para controlar o temporizador. Ao ligar o pino 7 do comparador ao pino 5 de controle do componente 555 os tempos de carga e descarga do capacitor do oscilador de relaxação interno ao temporizador sofrem alterações dinamicamente o que altera de forma direta a largura de pulso (razão cíclica) e a frequência de oscilação manifestada na saída do temporizador que está no pino 3 deste CI.

1.8.6.2 COMO O TEMPORIZADOR AGE SOBRE CONVERSOR BOOST

O MOSFET do conversor BOOST controla o armazenamento e transferência de energia da bobina do indutor para a saída determinando a tensão final fornecida. O pino 3 do temporizador 555 libera uma onda quadrada que liga e desliga muito rapidamente o MOSFET do conversor.

Quando o pino 3 do 555 assume o nível alto, uma tensão é aplicada ao terminal gate do MOSFET, levando-o à condução e indutor armazenar energia na forma de campo magnético.

Quando o pino 3 do 555 vai para o nível baixo, o gate perde tensão e o MOSFET desliga. Nessa condição, o indutor inverte sua polaridade para manter a corrente fluindo, a tensão do indutor se soma a tensão de entrada transferindo energia para o capacitor de saída e para a carga, elevando a tensão de saída do conversor. Conforme a forma de onda do pino 3 apresenta um aumento da razão cíclica o MOSFET passa mais tempo ligado, o indutor guarda mais energia e a tensão de saída do conversor sobe. Do contrário, se a razão cíclica diminui, o MOSFET passa menos tempo ligado, o indutor do conversor armazena menos energia e a tensão na saída desce.

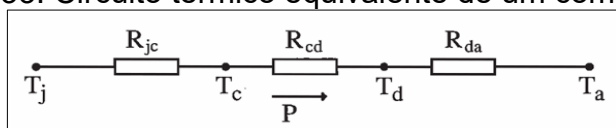
1.9 CONTROLE TÉRMICO – O DISSIPADOR

Um dissipador de calor é um componente metálico de alta condutividade térmica (como alumínio ou cobre) projetado para absorver e dispersar o calor gerado por peças eletrônicas. O seu principal objetivo é evitar o superaquecimento, garantindo que o dispositivo opere em temperaturas seguras e mantenha seu desempenho.

Por conta das perdas em chaveamento e em condução, é gerado calor dentro do dispositivo de potência. Esse calor deve ser transferido do dispositivo para um ambiente de resfriamento a fim de manter a temperatura de operação da junção dentro da faixa especificada. Embora essa transferência de calor possa ser realizada por condução, convecção, radiação e ventilação forçada ou natural, o resfriamento por convecção é o mais utilizado em aplicações industriais (RASHID, 2014, p. 777).

Para o cálculo térmico que orienta a escolha adequada do dissipador, que permite o controle térmico de um semicondutor, o seguinte modelo ilustrado na Figura 33 é utilizado.

Figura 33: Circuito térmico equivalente de um componente



Fonte: BARBI, 2007

Para o cálculo do dissipador para o MOSFET do conversor não isolado CC-CC são relevantes a resistência dreno-source(Ω), a resistência térmica entre a junção e o ambiente($^{\circ}\text{C}/\text{W}$), a temperatura de junção($^{\circ}\text{C}$), a temperatura de ambiente($^{\circ}\text{C}$), a potência dissipada pelo componente(W) e a corrente eficaz(A), resultando na seguinte relação.

$$t_j = t_a + P_{dis} * R_{ja} \quad (56)$$

A perda dissipativa (P_{dis}) é a perda por condução, definida na equação (41).

2 METODOLOGIA

A metodologia empregada neste trabalho consistiu em reconhecer as partes constituintes de um carregador fotovoltaico inserido em um modelo off-grid portátil de energia solar, dimensionar matematicamente os componentes envolvidos, avaliar o desempenho dos circuitos por meio de simulações e, em seguida, construir protótipos físicos para verificar experimentalmente o desempenho obtido.

Para guiar os estudos especificaram-se alguns objetivos que consideraram recursos, tecnologias e conhecimento teórico disponível partindo da ideia que um carregador fotovoltaico portátil essencial consistiria em uma alimentação realizada por células fotovoltaicas e uma estrutura de armazenamento de energia. O suporte teórico viria da eletrônica de potência e circuitos elétricos.

De início, já era possível prever a utilização de um conversor de tensão em um sistema capaz de captar energia solar, carregar uma bateria e entregar uma tensão e corrente previamente planejadas.

Para validação da proposta, foram realizadas pesquisas em projetos semelhantes, encontrando-se trabalhos acadêmicos e artigos relacionados ao tema energia solar. É o caso de artigos como **Modelação de Sistemas Fotovoltaicos usando Matlab/Simulink**(CASTRO,2025), no qual os autores avaliam aspectos da radiação e temperatura por meio da montagem de um circuito fotovoltaico; o artigo **Energia Solar Fotovoltaica: Revisão Bibliográfica**(LANA,2025), que realiza um mapeamento didático do tema; e **Projeto e Controle de Conversor CC-CC Clássico para Carregador de Baterias de Lítio**(MACHADO,2025), no qual o autor aborda o uso de conversores entre a fonte fotovoltaica e baterias.

Contudo, as soluções comerciais pareciam mais próximas da proposta deste trabalho devido à busca por autonomia e pela presença de partes equivalentes. A pesquisa comercial encontrou carregadores solares portáteis compostos por conjuntos de células fotovoltaicas ou por power banks, como é o caso do carregador solar dobrável de 28 W da BigBlue e do IT BLUE Power Bank 10.000 mAh, respectivamente.

A pesquisa, no entanto, não encontrou soluções de pequeno porte que integrassem simultaneamente essas duas abordagens. Um sistema de alimentação fotovoltaica capaz de armazenar energia sem dependência da rede elétrica, alimentado exclusivamente por células fotovoltaicas, com área suficiente para

garantir disponibilidade energética e, ainda assim, manter características de leveza e portabilidade.

Ficava cada vez mais claro que a contribuição deste trabalho não era propor uma inovação tecnológica, mas sim realizar um exercício de integração de soluções existentes como uma vantagem de usabilidade.

O passo seguinte foi reconhecer os recursos disponíveis como um limitador da escala do projeto, pois esse dado possui importância financeira e tecnológica. É esse critério que possibilita definir se o projeto será portátil o suficiente para ser transportado apenas em um bagageiro de carro ou dentro de uma mochila; se será caro ou barato; se será totalmente analógico, digital ou híbrido; e se será viável com conhecimentos pertencentes à graduação ou além dela. Essa etapa de problematização permitiu as seguintes reflexões.

Para a construção do artefato, todos os custos deveriam ser baixos e, por consequência, o projeto necessariamente deveria operar em baixa potência. Pelo que foi abordado no curso de Eletrônica de Potência, um conversor de tensão simples poderia ser viabilizado com componentes analógicos acessíveis em lojas de eletrônica, materiais recicláveis ou disponíveis no banco de componentes da universidade.

A escolha das células fotovoltaicas precisava equilibrar três variáveis: custo, potência e área de captação de radiação solar para um projeto de baixa potência, com pretensão de ser leve e portátil. Desse modo, ao simplificar a tecnologia utilizada e manter o projeto na faixa de baixa potência, pareceu viável desenvolver uma solução eficiente e de baixo custo.

Uma decisão influenciada também por simulações computacionais realizadas em paralelo utilizando softwares especializados como o LTsPICE. Esses ambientes computacionais possibilitaram a montagem dos circuitos elétricos dos conversores, considerando as propriedades da fonte de alimentação, o impacto dos componentes dimensionados por fórmulas prévias e uma visão geral sistematizada do conversor, de suas formas de onda e do circuito de controle, além de outros recursos que influenciaram as características dos materiais necessários.

Como pareceu que as características do sistema de alimentação fotovoltaica seriam determinadas não apenas pela natureza dos componentes, mas também pela demanda a ser atendida, foram impostas especificações que serviriam como guia do projeto.

Deste modo, o sistema de alimentação fotovoltaica foi especificado para permanecer exposto à radiação solar da manhã até o início da tarde, tempo suficiente para carregar uma bateria de 6 V que serviria como alimentação para dois conversores de tensão, sendo que o primeiro forneceria uma saída de 12 V e o segundo uma saída de 5 V.

Entre as células fotovoltaicas e a bateria, um terceiro conversor seria responsável por controlar as variações de tensão. Uma via opcional considerava ainda o fornecimento de energia diretamente pelas células fotovoltaicas, constituindo, assim, um sistema com uma entrada e três saídas.

Para manter o funcionamento do sistema compreensível e prático, dois circuitos secundários também deveriam ser alimentados pela bateria, sendo que o primeiro indicaria o nível de energia armazenada e o segundo seria responsável por desconectá-la das células fotovoltaicas quando totalmente carregada e reconectá-la quando atingisse um nível crítico baixo de carga. Com as especificações e funções do sistema definidas, tornou-se possível estabelecer a forma de utilização pretendida para o artefato e os cenários em que sua aplicação seria mais relevante.

Como aplicação, o sistema de alimentação fotovoltaica considerado neste estudo representa um cenário compatível com diferentes aplicações de baixa potência, especialmente em ambientes externos, acampamentos, situações emergenciais e locais sem acesso à rede elétrica, permitindo avaliar o comportamento dos conversores em condições próximas às de utilização real.

Estabelecida a linha de raciocínio que incluiu, nessa ordem, problema, restrições, definição, implementação e utilidade, o avanço do projeto partiu para as investigações experimentais nas seguintes frentes: identificar o comportamento das células fotovoltaicas em circuito aberto; testar o tempo de carregamento da bateria sob tensão constante; para os conversores BUCK, BOOST e SEPIC, dimensionar matematicamente os indutores e capacitores, além de selecionar o MOSFET e o diodo adequados; relacionar um circuito integrado com uma barra gráfica; e estudar um sistema de conexão e desconexão da bateria utilizando relés ou reguladores de tensão.

Todas as implementações práticas manifestaram fenômenos elétricos relacionados ao fluxo de corrente contínua, diferenças de potencial, campos magnéticos, resistências ôhmicas, capacitância e indutância. Cada componente

possui propriedades e condições de operação que precisam ser consideradas tanto para seu aproveitamento adequado quanto para evitar danos.

Portanto, não há como desenvolver um projeto com tantas variáveis sem um conjunto de instrumentos para medição e análise. Para este projeto foram utilizados os instrumentos considerados mais adequados, sem os quais seria difícil, se não inviável, prever, mensurar e avaliar o comportamento dos componentes e das grandezas envolvidas. Completam o conjunto de instrumentos utilizados as fontes de bancada e o gerador de formas de onda, pois os ensaios práticos puderam ser estudados, inicialmente, sob diferentes condições de alimentação, enquanto o circuito de controle e o chaveamento do MOSFET puderam ser avaliados a partir de ondas quadradas ideais geradas pelo equipamento.

Com o aprofundamento das atividades práticas, o conversor de tensão ganhou cada vez mais relevância pela função exercida no sistema de alimentação fotovoltaica. Contudo, se o conversor pode ser entendido como o coração do artefato projetado, é o MOSFET o coração do conversor.

Sendo assim, perguntas sobre este semiconductor quanto à sua capacidade de condução de corrente, tensão suportada, tensão de ativação diante da alimentação do projeto, tipo de encapsulamento, funcionamento em conjunto com os demais componentes dentro da topologia do circuito, comportamento das formas de onda, danos e potência dissipada foram sendo respondidas ao longo das montagens e testes realizados em protoboard alimentada pela fonte de bancada e monitorada por osciloscópio e multímetros.

Outra etapa que demandou atenção foram os modelos de MOSFET utilizados nas simulações, pois nem todos estavam disponíveis em acervos online e o uso de dispositivos substitutos contribui para o afastamento entre o projeto teórico e a realidade prática, sobretudo no que se refere às formas de onda.

As pesquisas resultaram na seleção de três ou quatro opções de MOSFET obtidas comercialmente para os ensaios experimentais.

Dando continuidade aos experimentos práticos, as células fotovoltaicas passaram por dois testes. O primeiro manteve duas células fotovoltaicas expostas ao sol a partir das 15 horas. Cada célula foi associada a um conjunto de resistências para coleta dos valores de tensão e corrente, pois era intenção obter uma variação da potência fornecida para comparação com o valor nominal.

O segundo teste ocorreu em circuito aberto nos horários da manhã e do fim da tarde. A finalidade era identificar a estabilidade da tensão em circuito aberto em diferentes horários do dia e a resposta da captação de energia de cada célula sob impacto de variações climáticas.

Com relação ao armazenamento, o estudo buscou estimar o tempo de carregamento da bateria de acordo com sua capacidade e com as possibilidades de tensão e corrente fornecidas pelas células fotovoltaicas. A preocupação com essa análise foi verificar se, mesmo no pior cenário de irradiação solar, seria possível garantir o carregamento completo da bateria em um intervalo relativamente curto e ainda com disponibilidade de luz solar.

Pensando na aplicação prática do sistema de alimentação fotovoltaica, importariam ao usuário final principalmente sua função e a simplicidade de operação. Sinalizar operações fundamentais, como o estado da bateria, se o sistema estava ligado e qual conversor estaria em operação, pareceu um cuidado básico para facilitar sua utilização. Assim, foi projetado um circuito com barra gráfica para indicar o nível de energia armazenada na bateria, enquanto o uso de LEDs marcaria o estado de cada operação.

Todo o trabalho de pesquisa resultou na seleção, no dimensionamento e na implementação física, em uma PCB compacta, da topologia BOOST considerada mais adequada às especificações estabelecidas para o sistema de alimentação fotovoltaica.

2.1 MATERIAIS UTILIZADOS

A seguir são detalhados os materiais, dispositivos e componentes eletrônicos selecionados para a implementação do protótipo do carregador solar fotovoltaico, com destaque para os elementos empregados nos conversores de tensão. A escolha dos componentes buscou equilibrar eficiência energética e viabilidade econômica dentro dos requisitos estabelecidos para o projeto.

Os materiais foram organizados na Tabela 5 de acordo com suas respectivas funções no sistema.

Tabela 5: Lista dos principais componentes utilizados

Categoria	Item	Descrição
Unidade de geração	Célula fotovoltaica	Marca: AZAVA. Dimensões: 170 mm X 230 mm. Tensão: 6 V. Corrente: 1000mA. Potência: 6 W. Quantidade: 2 unidades.
Sistema de armazenamento	Bateria	Marca: bap energy. Dimensões: AA. Tensão: 1.2 V. Capacidade: 2700mAh. Quantidade: 15 unidades.
Estágio de conversão	MOSFET	Modelo: IRLZ44N
	MOSFET	Modelo: STP55NF06L
	MOSFET	Modelo: 8205
	INDUTOR	Toroidal. Diâmetro: 25 mm. Faixa: 2 μ H – 300 μ H
	CAPACITOR	Eletrolíticos. Faixa: 2.2 μ F – 1000 μ F. Tensão: 25 V - 50 V. Cerâmicos. Faixa: 1200pF – 250nF. Tensão: 50 V-100 V
	DIODO	Modelo: Schottky SB560, Schottky 1N5817
	RESISTORES	Sinais e controle. Faixa: 1 Ω – 40 k Ω / tolerância de -+1%, -+5%. Carga dinâmica. Uso de (2.2 Ω , 4.7 Ω , 10 Ω) /10 W. TrimpoTs: 10 k Ω
Controle	Circuitos integrados	NE555, TL431, LM311, LM3914
	Barra gráfica	Conjunto de LEDs em circuito integrado

Fonte: Elaborada pelo autor

2.2 INSTRUMENTOS UTILIZADOS

Foi utilizado um conjunto de instrumentos para monitorar, regular e mensurar sinais de tensão, corrente, resistência, potência, capacitância e indutância. Os instrumentos e ferramentas aplicados no desenvolvimento deste projeto compreendem:

Osciloscópio: utilizado na análise das formas de onda de tensão e corrente, verificação do comportamento dos conversores (ripple) e avaliação do acionamento dos MOSFETs. Os modelos utilizados foram o 112A da DEGEM Systems, o TDS 1001B e 3014B da Tektronix.

Multímetros: aplicados na medição de tensão, corrente, resistência e capacitância, bem como no monitoramento da carga da bateria. Os modelos utilizados foram o HM2030 da Hikari, o DT830B da Brasfort e o DMM916 True RMS da Tektronix.

Paquímetro: utilizado para coleta das dimensões, do núcleo do indutor, necessárias ao cálculo da relutância. O instrumento é uma versão digital da marca WESTERN.

Ponte LCR: utilizada para identificação da indutância dos núcleos dos indutores. O modelo utilizado foi o MX – 1001 da Minipa

Entre os instrumentos fundamentais utilizados estão as fontes de bancada. Elas permitiram fornecer aos conversores uma tensão de entrada estável, controlada e segura, atuando ora como substitutas das células fotovoltaicas, ora como substitutas da bateria. Destaca-se também a proteção contra falhas e curtos-circuitos por meio da limitação de corrente, reduzindo riscos associados a demandas elevadas capazes de comprometer o circuito. Os modelos utilizados foram o DC - Power Supply FA – 3030 da INSTRUTHERM, o MPS – 3503 e MPS – 303D, ambos da Minipa.

O gerador de sinais da bancada é um instrumento de múltiplas funções e contribuiu para o projeto atuando como controlador de ensaios em malha aberta, substituindo temporariamente o circuito temporizador(controle) final por meio da injeção de pulsos no gate do MOSFET dos conversores.

O gerador também foi utilizado para permitir ajustes finos de frequência e razão cíclica, contribuindo para a calibração e análise dos sinais observados no osciloscópio. Para os ensaios realizados, o equipamento forneceu sinais de onda quadrada. Os instrumentos utilizados foram o modelo 141B1 da DEGEM Systems e o modelo CFG253 da Tektronix.

2.3 SOFTWARES UTILIZADOS

Ferramentas de simulação auxiliam as etapas de modelagem, análise e validação do circuito, permitindo avaliações e tomadas de decisão antes da elaboração física do que foi projetado.

Cada programa possui características e recursos capazes de enriquecer a visão sistêmica do projeto. Assim, o Proteus mostrou-se uma ferramenta intuitiva,

permitindo a inclusão de instrumentos virtuais para leitura de tensão e corrente diretamente no esquemático. Contudo, trata-se de um programa pago e, por isso, limitado quanto ao acesso a algumas funcionalidades.

O LTspice, solução gratuita alicerçada na arquitetura clássica SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), possibilitou análises detalhadas das formas de onda de tensão, corrente e potência dos componentes do circuito (ANALOG DEVICES, 2026).

Como os conversores possuem de duas a três etapas de operação durante o chaveamento do MOSFET, o fluxo de corrente elétrica no circuito sofre alterações ao longo do ciclo de funcionamento. O programa CircuitJS permitiu acompanhar, em tempo real, o fluxo de corrente para cada topologia estudada e para cada etapa de chaveamento do MOSFET (FALSTAD, 2026).

O laboratório da universidade dispõe de um software dedicado à eletrônica de potência denominado LEP Educacional (UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA, 2009). O programa forneceu dados teóricos para compreensão das topologias BUCK, BOOST e SEPIC, estudos sobre o valor médio do indutor e as fórmulas relacionadas ao ganho estático com perdas resistivas.

No que se refere à implementação final do projeto, tanto o esquemático quanto o roteamento das trilhas da PCB foram desenvolvidos no programa KiCad, também gratuito e dotado de recursos profissionais (KICAD DEVELOPERS TEAM, 2024).

3 PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS

Após a definição da arquitetura do carregador solar fotovoltaico, seleção dos materiais e utilização das ferramentas computacionais, foram conduzidos os procedimentos experimentais destinados à validação física dos circuitos projetados.

Os procedimentos envolveram etapas sucessivas de montagem, medição, ajuste e comparação entre os valores teóricos, simulados e experimentais. Para cada ensaio foram registradas fotografias das implementações físicas, formas de onda obtidas por instrumentação e cálculos relacionados ao comportamento esperado dos circuitos.

As etapas foram organizadas de acordo com os objetivos específicos de cada ensaio, compreendendo testes das células fotovoltaicas, dimensionamento e validação dos conversores de tensão, análise do acionamento dos MOSFETs, medições de grandezas elétricas e verificação do desempenho global do sistema.

3.1 CARACTERIZAÇÃO DE DA CÉLULA FOTOVOLTAICA

Foi determinado o uso de duas células fotovoltaicas de 6 W, 6 V e 1 A, associadas em paralelo com o objetivo de fornecer ao sistema de armazenamento tensão de 6 V e corrente de até 2 A, totalizando potência nominal de até 12 W.

Dois testes foram realizados com o **objetivo** de avaliar a potência individual de cada célula e a estabilidade da tensão fornecida pela associação em série e em paralelo das duas células sob condições diferentes de luminosidade.

Para o primeiro teste **a montagem** conectou em série uma célula fotovoltaica, um reostato de 100 Ω e um amperímetro. Um voltímetro foi conectado em paralelo ao conjunto. O arranjo foi repetido para a segunda célula fotovoltaica. A coleta de dados ocorreu em uma tarde de outono, sob boas condições de iluminação, aproximadamente às 15h30.

O **procedimento** foi provocar variações sucessivas no reostato e para cada mostra, foram coletados os valores correspondentes de tensão e corrente para a elaboração de gráficos capazes de fornecerem informações sobre potência.

Observou-se que existe uma condição específica de operação na qual a combinação entre tensão e corrente fornecidas resulta na maior potência entregue pelo sistema para aquele instante de exposição solar. A partir desse ponto, reduções

adicionais na resistência aplicada provocaram queda de tensão suficiente para reduzir a potência disponibilizada pelas células. Os dados coletados estão indicados na Tabela 6.

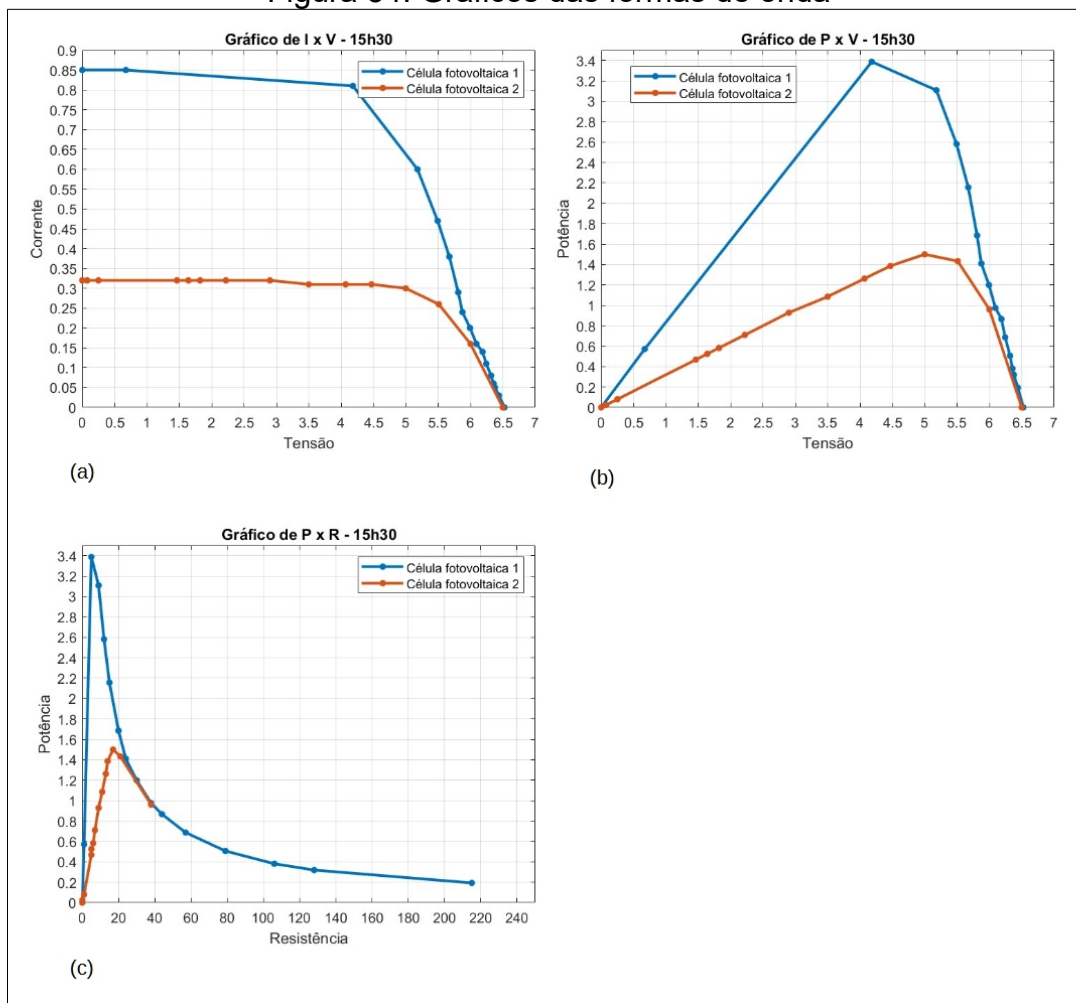
Tabela 6: Dados do ensaio com as duas células fotovoltaicas

Inclinação/célula fotovoltaica 1				Inclinação/ célula fotovoltaica 2			
V [V]	I [A]	P [W]	R [Ω]	V [V]	I [A]	P [W]	R [Ω]
6,526	0,00	0		0,000	0,32	0,000	0
6,440	0,03	0,193	215	0,075	0,32	0,024	0
6,379	0,05	0,319	128	0,250	0,32	0,080	1
6,357	0,06	0,381	106	1,463	0,32	0,468	5
6,319	0,08	0,506	79	1,640	0,32	0,525	5
6,244	0,11	0,687	57	1,820	0,32	0,582	6
6,186	0,14	0,866	44	2,220	0,32	0,710	7
6,093	0,16	0,975	38	2,900	0,32	0,928	9
5,993	0,20	1,199	30	3,500	0,31	1,085	11
5,875	0,24	1,410	24	4,070	0,31	1,262	13
5,810	0,29	1,685	20	4,470	0,31	1,386	14
5,673	0,38	2,156	15	5,000	0,30	1,500	17
5,492	0,47	2,581	12	5,510	0,26	1,433	21
5,180	0,60	3,108	9	6,000	0,16	0,960	38
4,182	0,81	3,387	5	6,500	0,00	0,000	
0,673	0,85	0,572	1				
0,000	0,85	0,000	0				

Fonte: elaborada pelo autor

Como **resultado**, foram elaborados gráficos interpretativos. Na Figura 34-a, as curvas de corrente e tensão permitem acompanhar a evolução da potência. Na Figura 34-b, a potência é apresentada em função da tensão medida e, na Figura 34-c, em função da resistência aplicada, permitindo identificar a condição de carga associada ao maior aproveitamento energético. Importa identificar a condição de carga que permite à célula entregar a maior potência disponível, resultado da combinação entre tensão e corrente fornecidas naquele instante de exposição solar.

Figura 34: Gráficos das formas de onda



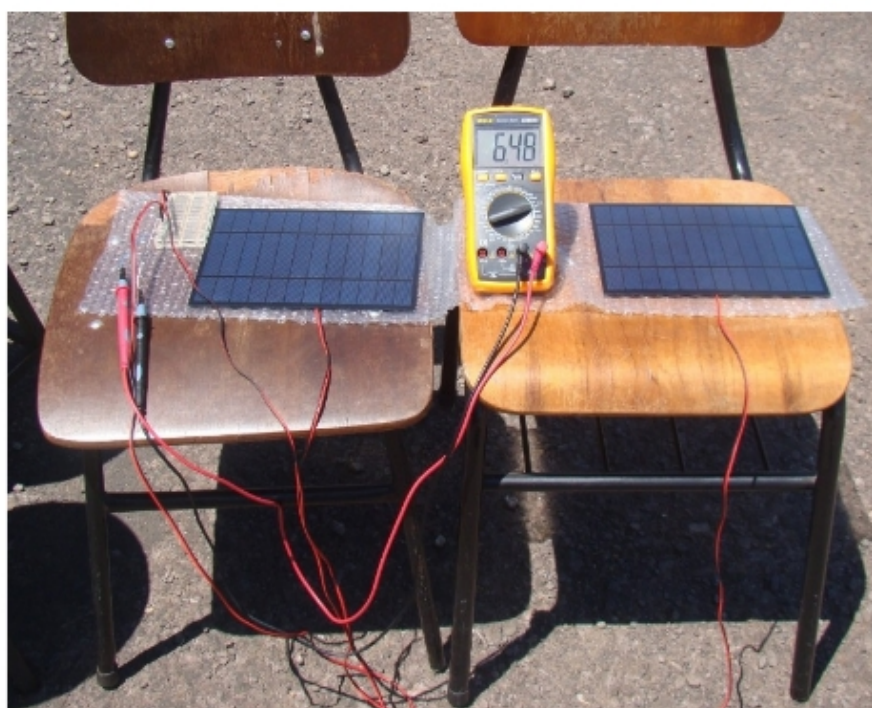
Fonte: elaborado pelo autor

Legenda: (a) curvas de corrente em função de tensão; (b) potência em função da tensão; (c) potência em função da resistência aplicada.

O **segundo teste** foi realizado com as duas células fotovoltaicas associadas em paralelo e em série, com o objetivo de observar a estabilidade da tensão sob diferentes condições de luminosidade e sem aplicação de carga externa. As medições ocorreram aproximadamente às 11h30, período próximo ao pico de incidência solar, e às 18h00, no crepúsculo. Em cada condição foi medida a tensão em circuito aberto.

No horário das 11h30 a associação em paralelo acusou 6,48 V e para a associação em série, 12,95 V no registro da Figura 35. No crepúsculo das 18h00, a associação em paralelo manteve o valor de 6,48 V e na associação em série caiu para 11,93 V. Esta segunda medição está ilustrado na Figura 36.

Figura 35: Ligação em paralelo e série das células fotovoltaicas. Hora da medição: 11h30



(a)



(b)

Fonte: elaborado pelo autor

Legenda: (a) associação paralela das células fotovoltaicas às 11h30; (b) associação série das células fotovoltaicas às 11h30.

Figura 36: Ligação em paralelo e série das células fotovoltaicas. Hora da medição: 18h00



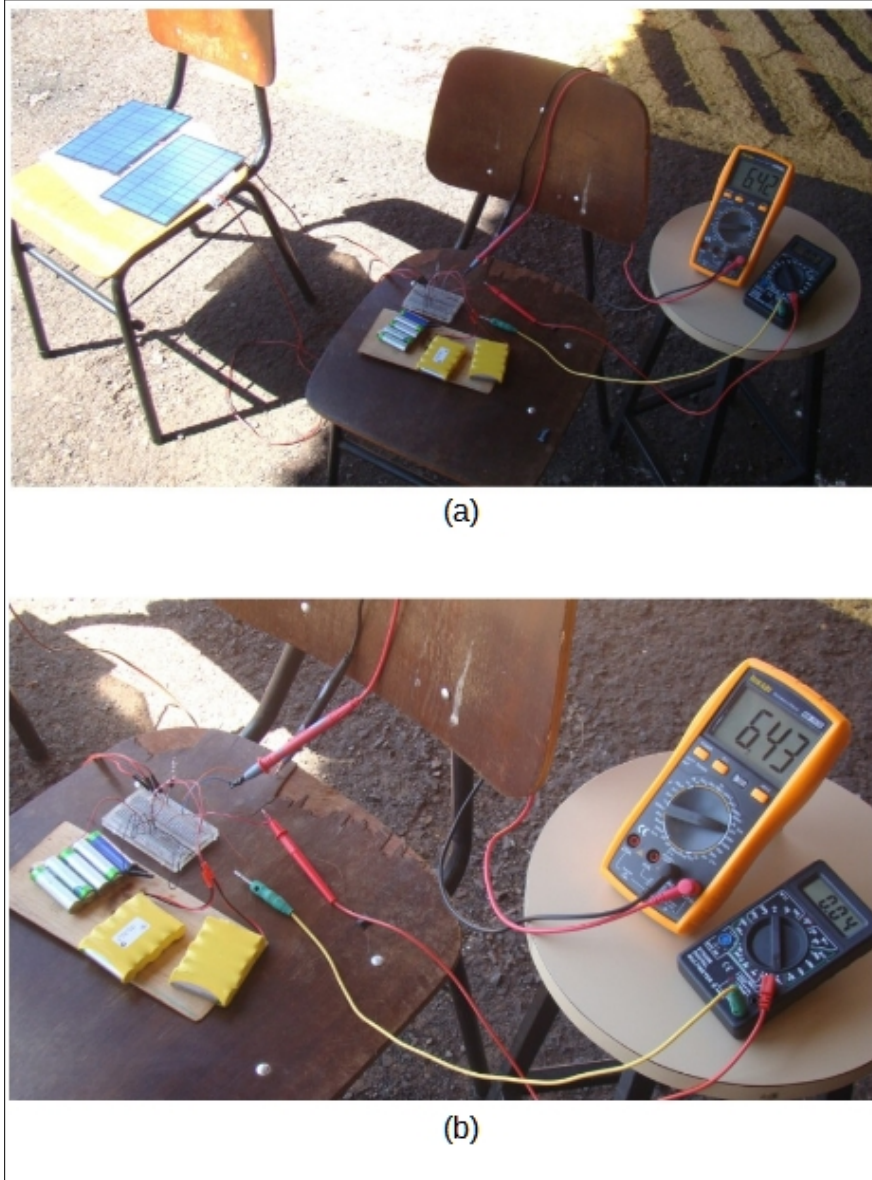
Fonte: elaborada pelo autor

Legenda: (a) associação em paralelo das células fotovoltaicas às 18h00; (b) a associação em série das placas no mesmo horário.

As medições em circuito aberto mostraram que tensões acima do valor nominal podem ocorrer como condição normal de operação sem carga.

O **terceiro teste** conectou as células fotovoltaicas diretamente na bateria recarregável, futura fonte de alimentação secundária do projeto. O arranjo do circuito em que as células estão em paralelo e a tensão sobre a carga estão registradas na Figura 37.

Figura 37: Conexão direta entre células e bateria de 6 V 8000mAh



Fonte: elaborada pelo autor

Legenda: (a) visão geral da montagem do ensaio; (b) detalhe nos aparelhos de medição.

3.1.1 PROCEDIMENTO 2 – Tempo de carregamento da bateria e resistência interna

Todo o sistema opera com tensão de 6 V no fornecimento de energia, assim as células fotovoltaicas, a tensão de entrada do conversor e a bateria recarregável definida para armazenamento foram especificadas com esse mesmo valor.

Para montagem da bateria foram utilizados três conjuntos associados em paralelo, cada um fornecendo 6 V e 2700 mAh. Isoladamente cada conjunto é uma associação em série de cinco baterias recarregáveis AA, onde cada unidade fornece

tensão de 1,2 V e capacidade de 2700 mAh, resultando em aproximadamente 6 V e 8000 mAh no somatório total de capacidade.

Em teoria, as células fotovoltaicas foram dispostas para fornecer à bateria corrente de até 2 A, mas, considerando corrente aproximada de 1,6 A em condições ideais, o tempo estimado de carregamento seria de aproximadamente 5 h.

Supondo que, na prática, esse intervalo pudesse ser maior, o estudo seguinte levantou a hipótese de que a resistência interna da bateria atuaria como um fator limitador do fluxo de corrente influenciando o tempo de carga. Nessa condição, parte da potência fornecida seria dissipada internamente e a tensão disponível nos terminais da bateria sofreria redução tanto durante a recarga quanto durante a descarga. Assim, a resistência interna foi estimada de acordo com a equação a seguir, onde (V_{oc}) representa a tensão em circuito aberto, (V_B) a tensão medida nos terminais da bateria sob carga e (i_B) a corrente fornecida pela bateria.

$$r = \frac{V_{oc} - V_B}{i_B} \quad (57)$$

A **montagem** do ensaio utilizou como carga uma resistência de 4 Ω em série com um pequeno ventilador. Então foram ligados à bateria sob monitoramento de um voltímetro e um amperímetro. Um fusível de 2 A foi utilizado como proteção.

As **condições do ensaio** eram as seguintes: após o registro da tensão da bateria desconectada do circuito, amostras de tensão e corrente na carga seriam coletadas com a bateria conectada ao circuito. O ensaio foi realizado também com uma resistência de 10 Ω . Na Tabela 7 constam os dados coletados para os dois ensaios e na Figura 38 está ilustrada a montagem do ensaio realizado.

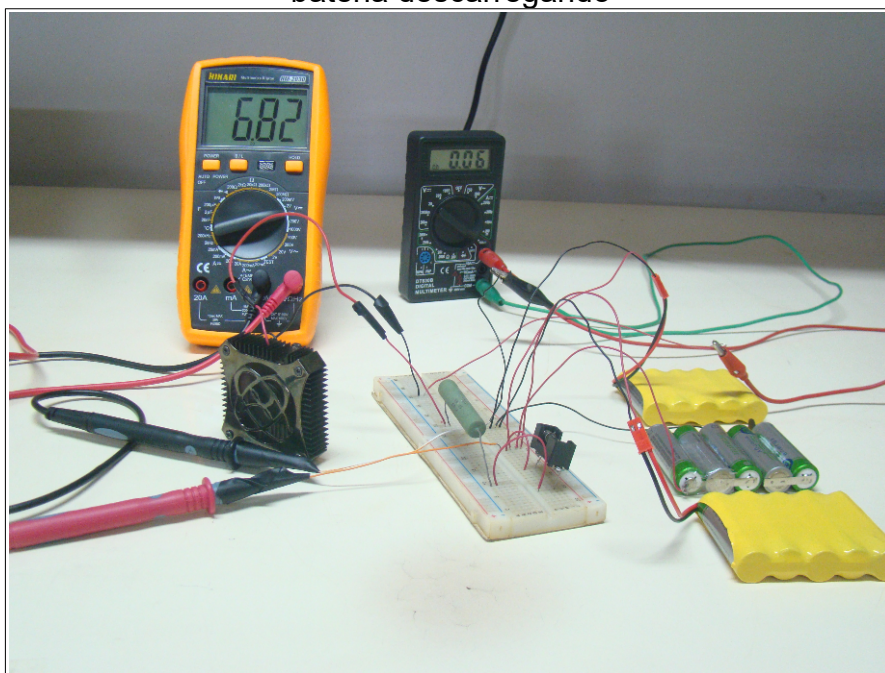
Como **procedimento** a coleta dos dados ocorreu em 3 dias sucessivos, o que pode ter permitido uma recuperação química parcial da bateria. Para evitar mascaramento dos efeitos de carga, os valores de resistência interna foram analisados separadamente para cada condição experimental.

Tabela 7: Dados coletados para dois ensaios de resistência interna(r_1 e r_2)

V_{oc} (V)	V_B (V)	$V_{R4\Omega}$ (V)	$I_{R4\Omega}$ (A)	$t_{R4\Omega}$ (s)	r_1 (Ω)	V_{oc} (V)	V_B (V)	$V_{R10\Omega}$ (V)	$I_{R10\Omega}$ (A)	$t_{R4\Omega}$ (s)	r_2 (Ω)
6,77	6,45	5,62	1,17	0,45	0,27	6,74	6,54	6,09	0,57	0,30	0,35
6,70	6,31	5,56	1,14	0,45	0,34	6,65	6,40	5,76	0,56	0,26	0,45
6,68	6,28	5,50	1,13	0,28	0,35	6,64	6,42	5,91	0,56	0,50	0,39
6,65	6,18	5,40	1,08	1,00	0,44	6,45	6,27	5,69	0,56	0,30	0,32
6,52	6,18	5,16	1,03	0,24	0,33	6,46	6,20	5,60	0,55	0,33	0,47
6,50	5,95	4,97	1,00	0,30	0,55	6,43	6,20	5,44	0,54	0,26	0,43
6,46	6,21	5,19	1,08	0,28	0,23	6,38	6,25	5,72	0,57	0,31	0,23
6,35	6,15	5,13	1,06	0,35	0,19	6,31	6,19	5,59	0,57	0,30	0,21
6,34	6,11	5,10	1,07	0,34	0,21	6,30	6,18	5,62	0,57	0,28	0,21
6,31	6,03	5,33	1,12	0,40	0,25	6,25	6,15	5,56	0,54	0,39	0,19
6,30	6,02	5,26	1,06	0,40	0,26	6,23	6,08	5,46	0,52	0,45	0,29
6,24	5,99	5,16	1,07	0,33	0,23	6,20	6,08	5,44	0,54	0,37	0,22
6,22	5,98	5,44	1,14	0,36	0,21	6,16	6,06	5,40	0,52	0,32	0,19
6,20	6,00	5,21	1,09	0,40	0,18	6,14	6,05	5,55	0,54	0,30	0,17
6,17	5,95	5,15	1,07	0,33	0,21	6,13	6,03	5,56	0,54	0,48	0,19
6,16	5,94	5,10	1,08	0,40	0,20	6,12	6,02	5,44	0,55	0,29	0,18
6,15	5,85	5,21	1,11	0,25	0,27	6,09	6,01	5,59	0,57	0,39	0,14

Fonte: elaborada pelo autor

Figura 38: Ensaio para a análise da resistência interna da bateria descarregando



Fonte: elaborada pelo autor

3.1.2 PROCEDIMENTO 3 – Identificação da indutância e relutância do indutor

O indutor é um componente importante do conversor de tensão. Sua função abrange desde o armazenamento de energia na forma de campo magnético até a contribuição para redução das oscilações e ruídos na tensão de saída quando associado ao capacitor.

O cálculo da indutância pode ser realizado com base nas características físicas do núcleo, conforme definido na Equação (7). Entretanto, além dessa abordagem, foram utilizados quatro métodos experimentais para identificação dessa grandeza.

No primeiro método, utilizou-se uma ponte LCR para medir a indutância de um núcleo toroidal enquanto o número de espiras ao seu redor era variado. As propriedades do material do enrolamento já eram conhecidas.

No segundo método, um núcleo enrolado de indutância desconhecida foi associado em paralelo a um capacitor de 100 nF e conectado ao osciloscópio configurado para medir a frequência correspondente ao ponto de ressonância do circuito. A partir da frequência observada, a indutância foi obtida por meio da equação

$$L = \frac{1}{(f_s * \pi * 2)^2 * C} \quad (58)$$

Onde f_s é a frequência da ressonância e C é a capacitância conhecida de 100n F.

O terceiro método foi utilizado para identificar a indutância e o número de espiras associado a partir de valores de referência conhecidos, conforme indicado na equação

$$\frac{L_2}{L_1} = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \quad (59)$$

O quarto método consistiu na identificação da relutância do material em função da indutância e do número de espiras. Esse recurso prático agilizou a determinação do número de espiras necessário para o núcleo do indutor a partir da indutância previamente calculada, conforme descrito na equação

$$R = \frac{N^2}{L} \quad (60)$$

De modo geral, as **condições de ensaio** consideraram as dimensões do fio de cobre necessário utilizando uma tabela AWG ilustrada na Figura 39.

Figura 39: Tabela AWG para reconhecimento de fios

AWG	Outer Diameter		area mm ²	Resistance ohm/KM
	mm	inch		
4/0	11.68	0.46	107.22	0.17
3/0	10.40	0.4096	85.01	0.21
2/0	9.27	0.3648	67.43	0.26
1/0	8.25	0.3249	53.49	0.33
1	7.35	0.2893	42.41	0.42
2	6.54	0.2576	33.62	0.53
3	5.83	0.2294	26.67	0.66
4	5.19	0.2043	21.15	0.84
5	4.62	0.1819	16.77	1.06
6	4.11	0.1620	13.30	1.33
7	3.67	0.1443	10.55	1.68
8	3.26	0.1285	8.37	2.11
9	2.91	0.1144	6.63	2.67
10	2.59	0.1019	5.26	3.36
11	2.30	0.0907	4.17	4.24
12	2.05	0.0808	3.332	5.31
13	1.82	0.0720	2.627	6.69
14	1.63	0.0641	2.075	8.45
15	1.45	0.0571	1.646	10.6
16	1.29	0.0508	1.318	13.5
17	1.15	0.0453	1.026	16.3
18	1.02	0.0403	0.8107	21.4
19	0.912	0.0359	0.5667	26.9
20	0.813	0.0320	0.5189	33.9
21	0.724	0.0285	0.4116	42.7

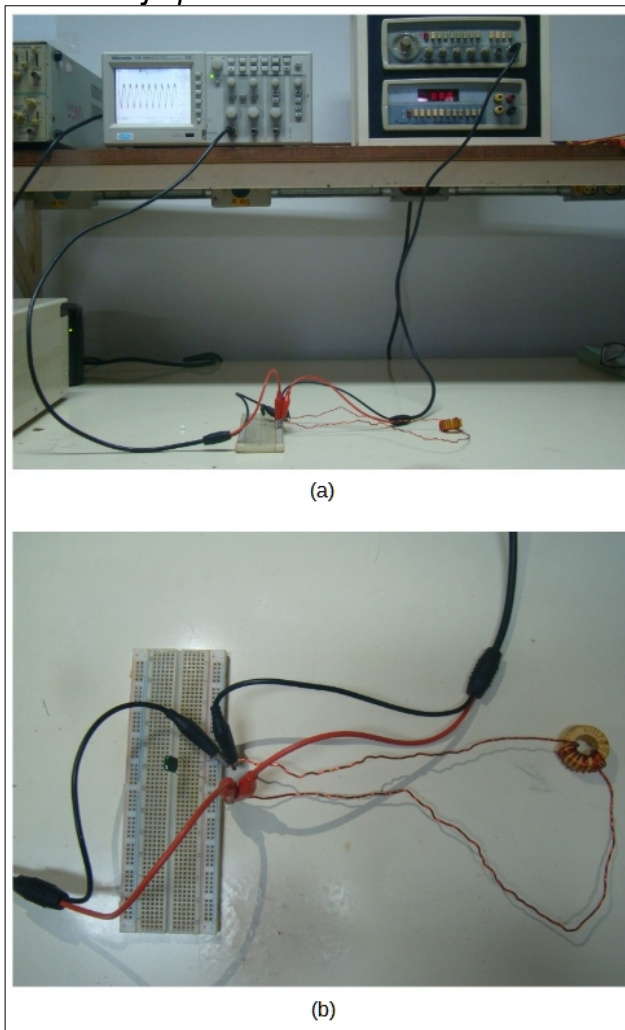
Fonte: VIVER DE ELÉTRICA, 2026

O **procedimento** para determinar o fio adequado para o indutor considerou a divisão da corrente máxima que o atravessa por um valor de referência entre 2,5 A/mm² e 4,5 A/mm². Com o valor da seção transversal obtido em mm², a tabela AWG foi consultada para seleção do condutor.

Para os ensaios dos conversores foram utilizados núcleos toroidais com diâmetro de 25 mm. Com relação à **precisão das medições**, para cada indutância determinada foram coletadas 10 ou mais amostras para obtenção do valor médio.

A Figura 40 ilustra **a instrumentação** utilizada no arranjo para determinação da indutância utilizando o segundo método onde na Figura 40-a está a visão geral da montagem e na Figura 40-b está o detalhe do circuito.

Figura 40: Arranjo para determinar a indutância do núcleo

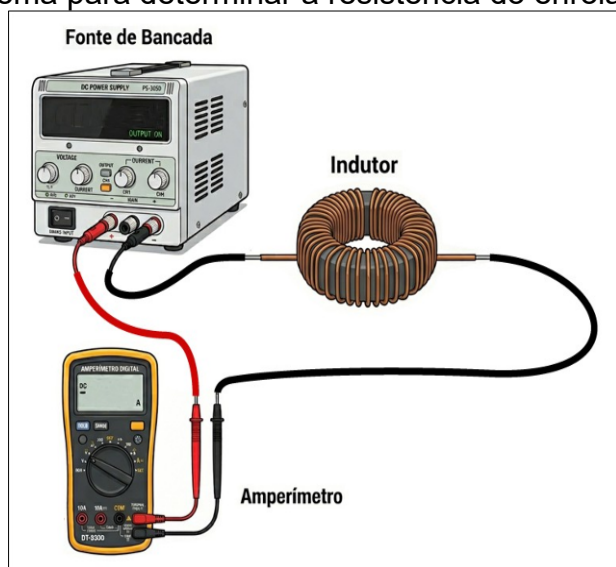


Fonte: elaborada pelo autor

Legenda: (a) visão geral dos instrumentos e circuito; (b) detalhe do circuito.

A determinação da **resistência ôhmica do enrolamento** do indutor ocorreu por meio da associação em série entre o indutor, a fonte de bancada e um amperímetro. A tensão aplicada e a corrente medida foram ajustadas para baixos valores com o objetivo de reduzir aquecimentos e evitar alterações significativas na resistência durante o ensaio. O arranjo para determinação da resistência do enrolamento, fundamentado na Lei de Ohm, está ilustrado na Figura 41.

Figura 41: Esquema para determinar a resistência do enrolamento do indutor



Fonte: elaborada pelo autor

Para um indutor de $19 \mu\text{H}$ submetido à tensão de $11,5 \text{ mV}$ e percorrido por corrente de 2 A , a resistência medida (RL) foi de $5,75 \text{ m}\Omega$.

3.1.3 PROCEDIMENTO 4 – Estudo do MOSFET

Em linhas gerais, o MOSFET atua como um interruptor que alterna etapas de operação em um conversor não isolado CC-CC. A tecnologia do MOSFET controla o fluxo de corrente através do circuito. Quando este semiconductor entra em bloqueio, o conjunto de operações executadas difere daquelas realizadas durante a condução.

Os conversores estudados neste trabalho foram alimentados com as especificações da bateria recarregável. De modo que, para qualquer ensaio de conversor, foi considerada tensão de 6 V para a fonte de alimentação e capacidade de armazenamento de aproximadamente 8100 mAh .

O método de ativação de um MOSFET consiste na aplicação de uma tensão mínima na porta (Gate), capaz de formar um canal de condução entre seus terminais. Essa tensão de acionamento não é maior do que a tensão da fonte de alimentação e não pode estar abaixo de um valor mínimo necessário para operação, uma característica do semicondutor.

Um conjunto de grandezas foi considerado no estudo dos MOSFETs para os conversores, com destaque para a resistência entre dreno e fonte e para a tensão mínima necessária para ativação do semicondutor. A Tabela 8 compara alguns parâmetros dos componentes avaliados para apoiar a escolha do modelo mais adequado.

Tabela 8: Comparação entre opções de semicondutores MOSFET

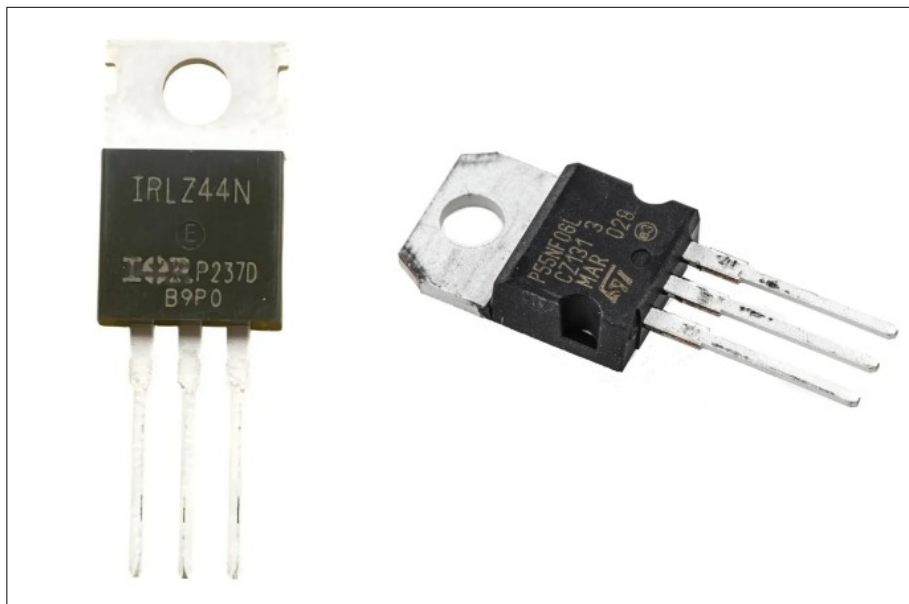
Modelo	STP55NF06L	IRLZ44NPBF	STP40NF10L	FQP30N06L	
Capsula	TO-220	TO-220	TO-220	TO-220	
VDS	60	55	100	60	V
Idmax	55	47	25	22,6	A
R _{DS(on)}	0,02	0,022	0,033	0,035	Ω
VGS	16	16	17	20	-+V
VGS th	1,7	2	2,5	2,5	V
QG	32,00E-09	48,00E-09	64,00E-09	20,00E-09	C
Coss	300	400	290	350	pF
Tr	100,00E-09	84,00E-09	82,00E-09	430,00E-09	ns
Tf	20,00E-09	15,00E-09	24,00E-09	230,00E-09	ns

Fonte: elaborado pelo autor

Alguns semicondutores de interesse foram descontinuados comercialmente, assim a escolha do MOSFET considerou tanto propriedades compatíveis com os requisitos do projeto quanto a **disponibilidade do componente**. Para isso, foram realizadas pesquisas no acervo de componentes eletrônicos da empresa MOUSER, em lojas do ramo e no acervo da universidade.

Duas opções de MOSFET foram consideradas para os ensaios, o modelo IRLZ44N e o STP55NF06L. Suas cápsulas são fáceis de serem manipuladas e as resistências entre dreno e fonte são baixas. A Figura 42 ilustra os dois modelos.

Figura 42: Modelos de MOSFETs para os ensaios dos conversores



Fonte: elaborada pelo autor

Entre as **condições de ensaio**, o **uso de dissipador** foi considerado como medida de segurança para favorecer a transferência de calor do MOSFET para o ambiente antes que temperaturas críticas fossem atingidas.

Para o MOSFET IRLZ44N foi considerada resistência térmica junção–ambiente de 62 °C/W. Com o objetivo de verificar a real necessidade do dissipador, **o procedimento** adotado consistiu em assumir uma temperatura ambiente relativamente elevada como margem de segurança e utilizar a corrente máxima prevista para operação do conversor. Considerando resistência dreno–fonte de 0,022 Ω e temperatura máxima de junção de 175 °C, a Equação (56) foi utilizada para estimar a resistência térmica admissível.

$$R_{ja} = \frac{175 - 60}{\left(\frac{6}{\sqrt{2}}\right)^2 * 0.022} = 290.4^\circ \text{C/W}$$

O valor obtido de 290 °C/W mostrou-se superior ao limite de 62 °C/W, indicando que, teoricamente, o uso de dissipador não seria obrigatório para as condições previstas de operação. Ainda assim, o dissipador foi utilizado como

medida adicional de segurança frente a variações experimentais e condições não previstas.

3.1.4 PROCEDIMENTO 5 – Estudo do diodo

A **frequência** prevista para os conversores deste trabalho foi de 100 kHz.

Para acompanhar a elevada velocidade de chaveamento, o diodo comum apresenta limitações devido ao tempo necessário para interromper completamente a condução após entrar em bloqueio. A utilização de **um diodo Schottky** permite transições mais rápidas entre o estado de condução e de bloqueio por apresentar tempo de recuperação reversa reduzido.

A bateria utilizada como fonte de alimentação possui capacidade aproximada de 8100 mAh. Entretanto, a corrente que atravessa o diodo depende das condições de operação do conversor e da carga conectada. Para os ensaios foi utilizado o diodo Schottky SB560, capaz de conduzir correntes de até 5 A.

Também o diodo contribui para perdas no circuito, pois durante a condução impõe naturalmente uma queda de tensão entre seus terminais, resultando em dissipação de potência e redução da eficiência energética do conversor.

Os fatores responsáveis por esta dissipação incluem a resistência interna (r_T) e a queda de tensão associada (V_{to}). O procedimento experimental para obtenção da resistência consistiu na coleta de amostras de tensão e corrente e aplicação da Equação (3). O valor de (V_{to}) foi determinado graficamente a partir das amostras coletadas. A **condição para o ensaio** foi ligar em série uma fonte de alimentação com o diodo Schottky SB560 e uma resistência de 10 Ω /10 W. O ensaio considerou quatro grupos de dados para reduzir a margem de erro na definição das grandezas.

O procedimento consistiu em realizar pequenas variações progressivas da tensão na fonte de alimentação. Para cada variação, dois canais do osciloscópio coletaram as tensões no diodo e na resistência, enquanto a corrente que atravessou a resistência foi calculada indiretamente. Um dos quatro grupos contendo os dados coletados foi registrado na Tabela 9 e a curva gráfica relacionada está ilustrada na Figura 43.

Tabela 9: Dados coletados para a determinação da resistência interna do diodo

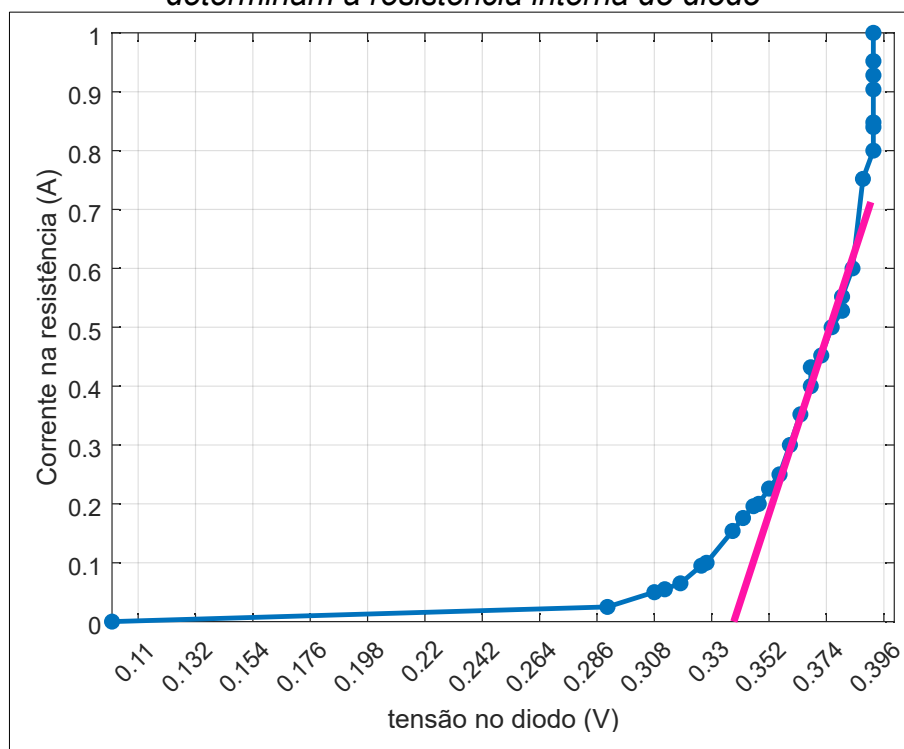
Amostra	VD	VR [mV]	Id = VR/R [mA]
1	0,100	0,000	0,000
2	0,290	0,250	0,025
3	0,308	0,500	0,050
4	0,312	0,552	0,055
5	0,318	0,652	0,065
6	0,326	0,952	0,095
7	0,328	1,000	0,100
8	0,338	1,540	0,154
9	0,342	1,760	0,176
10	0,346	1,960	0,196
11	0,348	2,000	0,200
12	0,352	2,260	0,226
13	0,356	2,500	0,250
14	0,360	3,000	0,300
15	0,364	3,520	0,352
16	0,368	4,000	0,400
17	0,368	4,320	0,432
18	0,372	4,520	0,452
19	0,376	5,000	0,500
20	0,380	5,280	0,528
21	0,380	5,520	0,552
22	0,384	6,000	0,600
23	0,388	7,520	0,752
24	0,392	8,000	0,800
25	0,392	8,400	0,840
26	0,392	8,480	0,848
27	0,392	9,040	0,904
28	0,392	9,280	0,928
29	0,392	9,520	0,952
30	0,392	10,000	1,000

Fonte: elaborada pelo autor

De posse dos dados coletados e do comportamento da curva foram selecionadas as amostras 17 e 24 da Tabela 9 para aplicação da Equação (3). Assim:

$$r_T = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} = \frac{0,392 - 0,368}{0,800 - 0,432} = 0,0652 \, \Omega$$

Figura 43: Gráfico da curva obtidas das amostras que determinam a resistência interna do diodo



Fonte: elaborada pelo autor

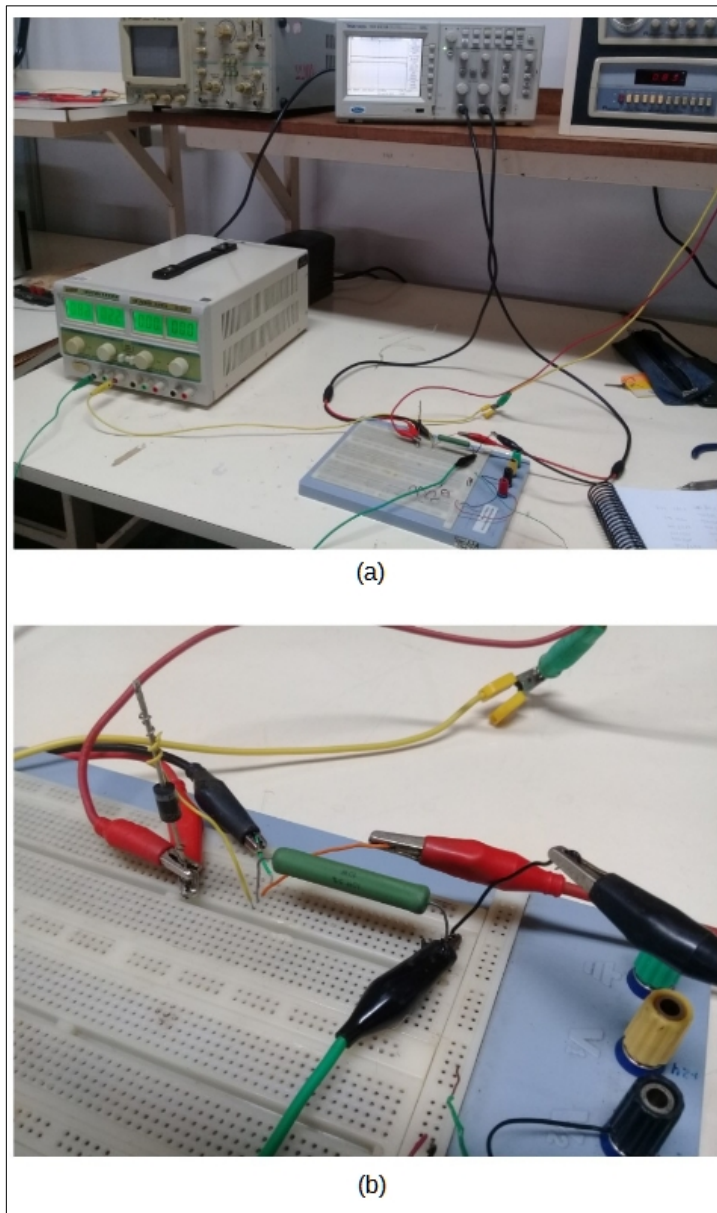
A reta tangente a curva do gráfico corta o eixo das abcissas no ponto 0,335 V, marcando o valor (V_{to}) procurado. O procedimento se repetiu por mais três vezes e o valor médio das grandezas foi registrado na Tabela 10. A **instrumentação** utilizada e o arranjo para o ensaio estão registrados na Figura 44.

Tabela 10: Valor médio de todas as amostras para a resistência interna r_T e tensão V_{to} do diodo

Gráficos	r_T [Ω]	V_{to} [V]
1	0,064	0,342
2	0,068	0,352
3	0,060	0,276
4	0,065	0,335
Média	0,064	0,330

Fonte: elaborada pelo autor

Figura 44: Instrumentos e arranjo do circuito para determinar a resistência interna do diodo.



Fonte: elaborada pelo autor

Legenda: (a) visão geral dos instrumentos conectados ao circuito; (b) detalhe do teste de resistência interna do diodo.

3.2 ESTUDOS DOS CONVERSORES E COMPORTAMENTO ELÉTRICO

3.2.1 PROCEDIMENTO 6 – Conversor BUCK

O projeto de um conversor BUCK, topologia abaixadora de tensão, foi considerada para reduzir a tensão de entrada de 6 V para 5 V. A tensão de saída de 5 V permitiria alimentar dispositivos eletrônicos de pequeno porte, como uma

lanterna de LED, por exemplo. Antes da implementação física do conversor, o objetivo foi avaliar sua viabilidade considerando as especificações da fonte de alimentação utilizada, a bateria recarregável de 6 V.

As condições de ensaio consistiram no dimensionamento matemático do conversor para os seguintes parâmetros: tensão de entrada (V_{in}) de 6 V, tensão de saída (V_o) de 5 V, frequência de chaveamento (f_s) de 100 kHz, corrente de entrada (I_{in}), 6 A, ondulação de corrente assumida em 20% da corrente de saída e ondulação de tensão limitada a 1% da tensão de saída. A partir desses dados, grandezas como indutância, capacitância, corrente de saída, razão cíclica e resistência da carga foram determinadas segundo as leis de Ohm e as equações previstas na Tabela 2, assim:

Corrente de saída:

$$I_o = \frac{V_{in} * I_{in}}{V_o} = \frac{6 * 6}{5} = 7,2 \text{ A}$$

Razão cíclica:

$$D = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{5}{6} = 0,833$$

Considerando uma ondulação de corrente de $\Delta i_L = 0,2 * 7,2 = 1,44 \text{ A}$ a indutância no indutor vale:

$$L = \frac{V_o * (1 - D)}{f_s * \Delta i_L} = \frac{5 * (1 - 0,833)}{10^5 * 1,44} = 5,7986 * 10^{-6} \text{ H}$$

Considerando uma ondulação de tensão de $\Delta V_o = 0,01 * 5 = 0,05 \text{ V}$ a capacitância no capacitor vale:

$$C = \frac{V_o * (1 - D)}{8 * (L) * \Delta V_o * f_s^2} = \frac{5 * (1 - 0,833)}{8 * (5,7986 * 10^{-6}) * (5,0 * 10^{-2}) * 10^{10}} = 3,4791 * 10^{-5} \text{ F}$$

A resistência para a máxima carga vale:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{5}{7,2} = 0,69 \Omega$$

Os dados obtidos foram reunidos na simulação da Figura 45. Também estão registradas algumas formas de onda de interesse.

No procedimento seguinte, buscando maior aproximação com as condições práticas de operação, a tensão de saída em função do ganho estático com perdas dissipativas do conversor BUCK foi calculada considerando uma resistência de carga superior ao valor teórico obtido (0,69 Ω). A alteração foi motivada pelo fato de que cargas reais utilizadas em pequenos dispositivos normalmente apresentam valores mais elevados, próximos de 5 Ω , reduzindo a corrente exigida do conversor.

Para o ensaio foi utilizado o indutor de 19 μH , pois sua resistência interna (RL) era conhecida, assim como a resistência equivalente e a queda de tensão direta do diodo Schottky SB560. Dessa forma, o cálculo do ganho estático considerando perdas dissipativas foi determinado pela equação apresentada na Tabela 2.

Dados:

Razão cíclica(D) = 0,833

Resistência dreno-fonte do MOSFET = 0,022 Ω

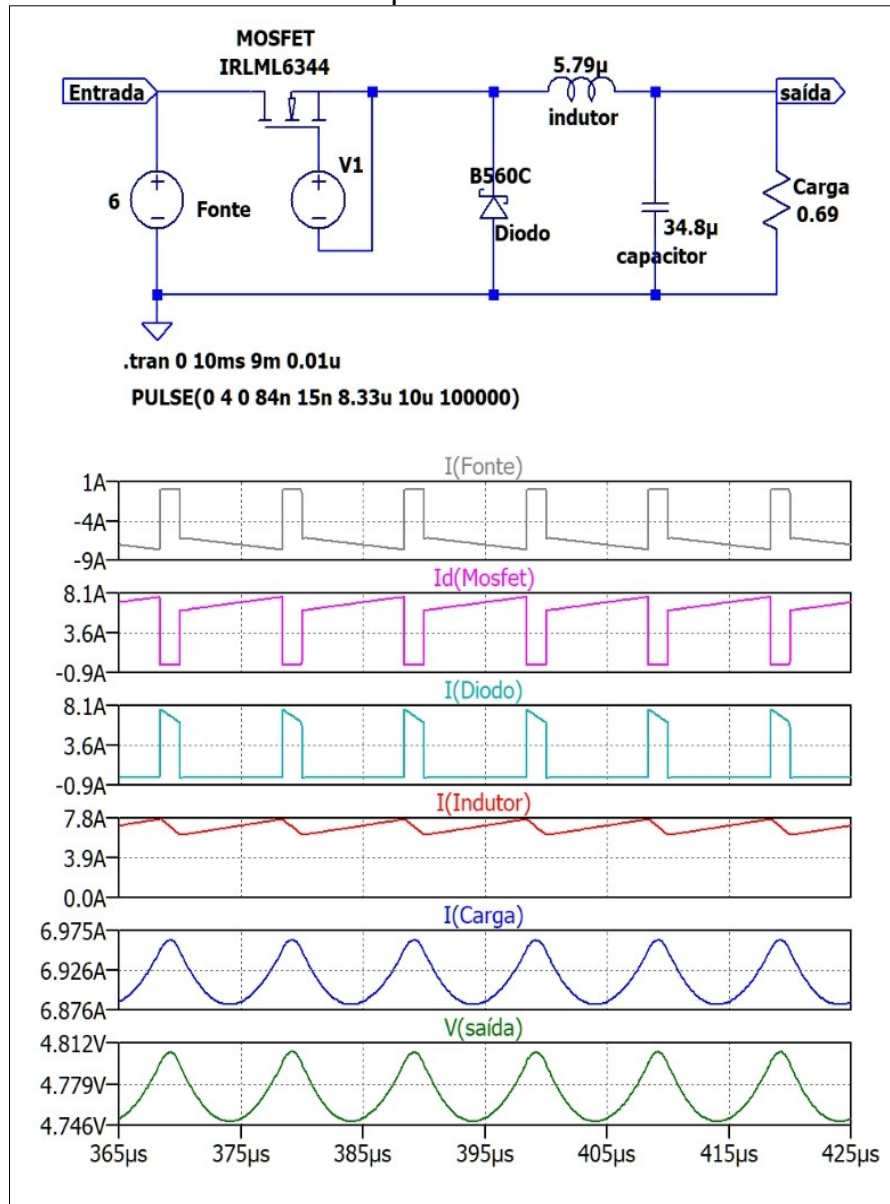
Resistência do indutor(RL) = $5,75 * 10^{-3} \Omega$

Tensão interna do diodo (Vto) = 0,33 V

Resistência interna do diodo(rT) = 0,064 Ω

Resistência suposta da carga (Ro) = 5 Ω

Figura 45: Simulação do conversor BUCK com valores teóricos e suas formas de onda para tensão de entrada de 6 V



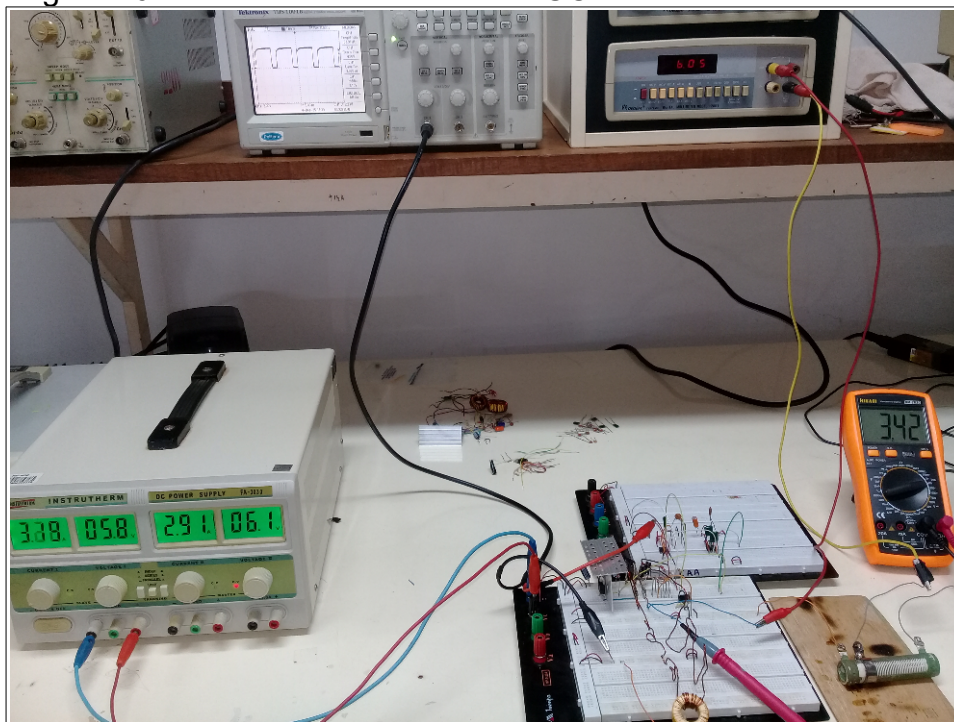
Fonte: elaborada pelo autor

$$V_o = V_{in} * \left(\frac{D * \left(1 + \frac{V_{to}}{V_{in}} \right) - \frac{V_{to}}{V_{in}}}{1 + \frac{R_{DS(on)} * D}{R_o} + \frac{R_L}{R_o} + \frac{r_T * (1 - D)}{R_o}} \right)$$

$$V_o = 6 * \left(\frac{0,833 * \left(1 + \frac{0,33}{6} \right) - \frac{0,33}{6}}{1 + \frac{0,022 * 0,833}{5} + \frac{(5,75 * 10^{-3})}{5} + \frac{0,064 * (1 - 0,833)}{5}} \right) = 4,9087 V$$

A Figura 46 mostra a **instrumentação** de um ensaio prático de conversor BUCK em protoboard, a imagem mostra o circuito do conversor separado do circuito de controle. Uma resistência regulável representa a carga, o osciloscópio descreve a forma de onda na saída do sistema de controle e o amperímetro aponta a corrente que circula na saída.

Figura 46: Ensaio de um conversor BUCK com circuito de controle



Fonte: elaborada pelo autor

3.2.2 PROCEDIMENTO 7 – Conversor SEPIC

Apesar de possuir estrutura relativamente simples, o conversor SEPIC apresenta maior complexidade de controle quando comparado às topologias BUCK e BOOST. Sua principal característica é permitir tanto a elevação quanto o rebaixamento da tensão de saída, mantendo a mesma polaridade da tensão de entrada (BARBI, 2006). Segundo RASHID (2014), o conversor SEPIC apresenta semelhanças com o conversor Cúk, diferenciando-se principalmente por manter a polaridade da tensão de saída.

Entre as pesquisas teóricas sobre aplicações dessa topologia, destaca-se o trabalho de graduação Desenvolvimento de Conversor SEPIC para Sistemas de Geração Fotovoltaica em Barcos Solares, que descreve o uso do conversor para

adequação da tensão proveniente de um painel fotovoltaico de 550 W ao carregamento de uma bateria de 48 V.

Já para este trabalho foi considerada a possibilidade de utilizar o conversor SEPIC como elevador de tensão em duas condições: para atender demandas específicas da carga ou para elevar em aproximadamente 1 V a tensão destinada ao carregamento da bateria. A seguir é apresentado o dimensionamento matemático de dois ensaios simulados, sendo o segundo equipado com circuito de controle.

As especificações para o primeiro ensaio consideram as equações apresentadas na Tabela 4 destinadas ao dimensionamento dos componentes do conversor SEPIC. Os cálculos também consideram as relações estabelecidas pela Lei de Ohm.

Para o dimensionamento foram adotados os seguintes parâmetros: tensão de entrada (V_{in}) igual a 6 V, tensão de saída (V_o) igual a 7 V, corrente de entrada (I_{in}) correspondente ao valor fornecido pelas células fotovoltaicas, igual a 1,99 A, e frequência de chaveamento (f_s) de 100 kHz. Para os dois indutores foi considerada ondulação de corrente de 20% e, para os capacitores, ondulação de tensão limitada a 1%.

$$P_{in} = I_{in} * V_{in} = 1,99 * 6 = 11,94 \text{ W}$$

$$I_o = \frac{P_{in}}{V_o} = \frac{11,94}{7} = 1,7057 \text{ A}$$

O ganho estático foi arranjado para determinar a razão cíclica:

$$D = \frac{V_o}{V_{in} + V_o} = \frac{7}{6 + 7} = 0,5384$$

A ondulação de corrente assumida foi de $\Delta i_L = 0,2 * I_{in} = 0,2 * 1,99 = 0,3980 \text{ A}$ para determinar os indutores L_1 e L_2 :

$$L_1 = L_2 = \frac{D * V_{in}}{\Delta i_L * f_s} = \frac{0,5384 * 6}{0,3980 * 10^5} = 8,1165 * 10^{-5} = 81,16 \mu\text{H}$$

As ondulações de tensão são respectivamente:

$$\Delta V_{c1} = 0,01 * V_{in} = 0,01 * 6 = 0,06 \text{ V}$$

$$\Delta V_{c2} = 0,01 * V_o = 0,01 * 7 = 0,07 \text{ V}$$

Para que os capacitores sejam assim definidos:

$$C_1 = \frac{D * I_o}{\Delta V_{c1} * f_s} = \frac{0,5384 * 1,7057}{0,06 * 10^5} = 1,5305 * 10^{-4} = 153 \mu F$$

$$C_2 = \frac{D * I_o}{\Delta V_{c2} * f_s} = \frac{0,5384 * 1,7057}{0,07 * 10^5} = 1,3119 * 10^{-4} = 131,2 \mu F$$

Para resistência equivalente de carga:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{7}{1,7057} = 4,1 \Omega$$

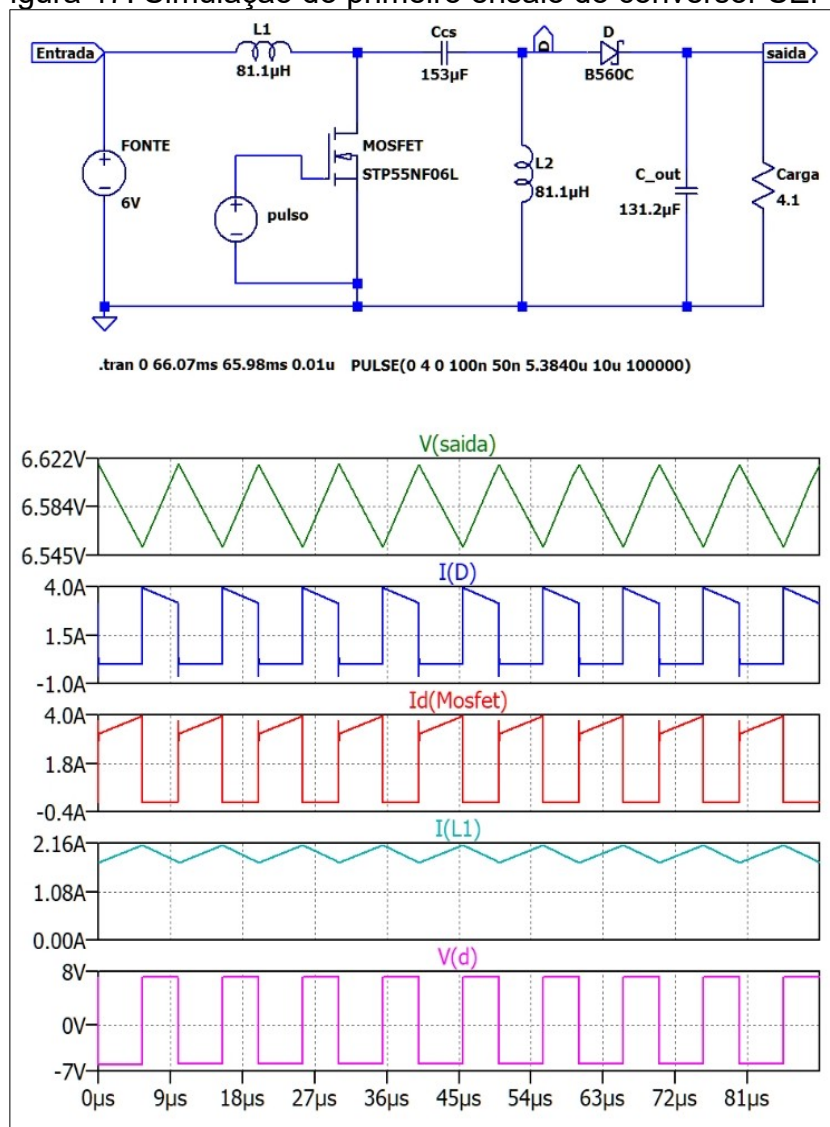
O tempo em que o MOSFET permanece ligado importa para a primeira simulação. Logo:

$$t_{on} = \frac{D}{f_s} = \frac{0,5384}{10^5} = 5,3840 \mu s$$

Os componentes dimensionados foram reunidos na simulação da Figura 47 onde constam as formas de onda. O modelo do diodo é equivalente ao componente físico em condução de corrente.

O procedimento do segundo ensaio simulou o conversor SEPIC com duas modificações: aumento da tensão de saída e substituição do gerador externo de pulsos por um circuito de controle responsável pelo chaveamento do MOSFET. A presença do circuito de controle permitiu eliminar a necessidade de uma fonte externa para geração do sinal de acionamento.

Figura 47: Simulação do primeiro ensaio do conversor SEPIC



Fonte: elaborada pelo autor

As definições matemáticas dos componentes permaneceram as mesmas do primeiro ensaio, acrescidas dos cálculos para o dimensionamento das resistências do divisor de tensão, do capacitor e das resistências associadas ao circuito temporizador. Também foram incluídos os cálculos das resistências de proteção do comparador e do regulador de tensão utilizado como referência. Portanto, para uma tensão de saída(V_o) de 9 V foram calculados:

Corrente de saída(I_o) = 1,327 A

Razão cíclica(D): 0,6

Indutâncias para L_1 e L_2 : 90,45 μ H

Capacitâncias para C_1 e C_2 , respectivamente: 132,7 μ F e 88,46 μ F

Resistência equivalente de carga: 6,78 Ω

Tempo em que o MOSFET permanece ativado(t_{on}): 6 μ s

Das são as resistências para o divisor de tensão, assumindo que a resistência $R_1 = 10k\Omega$, a tensão utilizada como referência no valor de 2,5 V e a tensão de saída de 9 V, R_2 vale, utilizando a equação(49):

$$R_2 = R_1 * \frac{V_{ref}}{V_o - V_{ref}} = 10^4 * \frac{2,5}{9 - 2,5} = 3846,1 \Omega$$

Para o temporizador, o cálculo do capacitor utiliza a Equação (52), pois permite relacionar sua capacitância com o intervalo em que o MOSFET permanece desligado. Assumindo que o resistor $R_B = 10k$ foi previamente definido e que o tempo de desligamento (t_{off}) corresponde à diferença entre o período associado à frequência de 100 kHz e o tempo de condução (t_{on}), o capacitor resulta em:

$$C = \frac{t_{off}}{0,693 * R_B} = \frac{(10 - 6) \mu}{0,693 * 10^4} = 5,7720 * 10^{-10} = 0,57 nF$$

Para obter o resistor R_A do temporizador foi aplicada a equação(55) que considera o valor obtido para a razão cíclica e o valor de R_B .

$$R_A = \frac{R_B * (1 - 2 * D)}{D - 1} = \frac{10^4 * (1 - 2 * 0,6)}{0,6 - 1} = 5000 = 5 k\Omega$$

A resistência associada ao comparador utilizada na simulação não corresponde ao resistor pull-up, sendo empregada exclusivamente como elemento de proteção. O seu dimensionamento considerou uma corrente inferior ao menor valor de corrente necessário para conduzir o comparador ao estado de saturação, conforme especificado no datasheet do LM311.

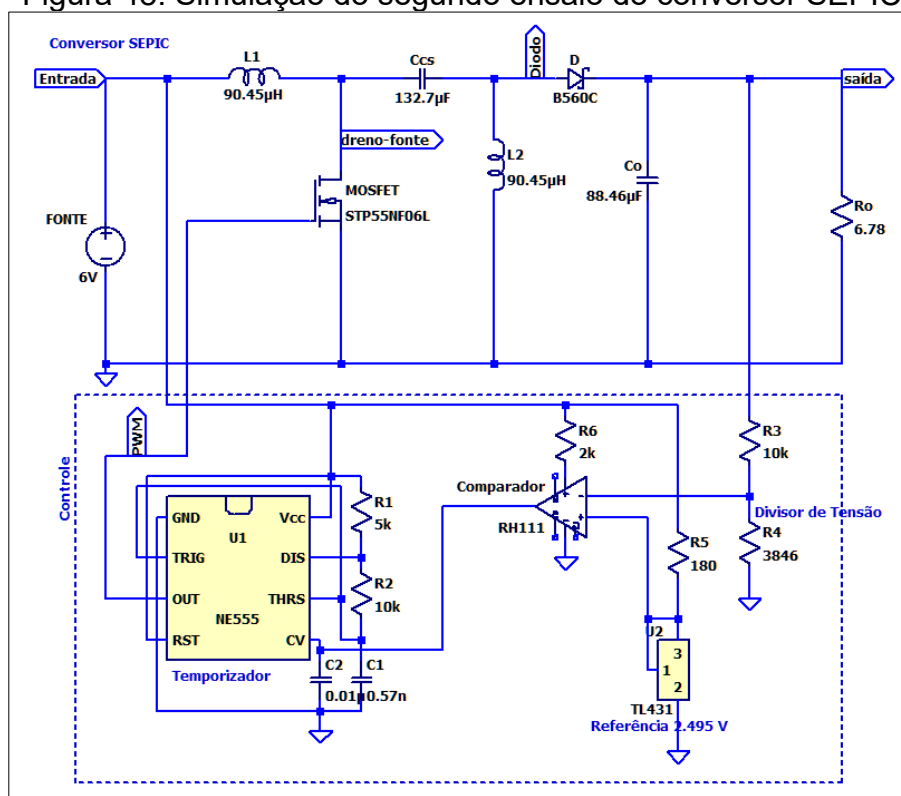
$$R_{comp} = \frac{V_o - V_{in}}{I_{OL}} = \frac{9 - 6}{0,005} = 1800 = 2k\Omega$$

O resistor que acompanha o regulador de tensão considera a tensão mínima para o componente.

$$R_{comp} = \frac{V_{in} - V_{ref}}{I_{min}} = \frac{6 - 2,5}{0,020} = 175 = 180\Omega$$

Os componentes dimensionados foram reunidos na simulação presente na Figura 48.

Figura 48: Simulação do segundo ensaio do conversor SEPIC



Fonte: elaborada pelo autor

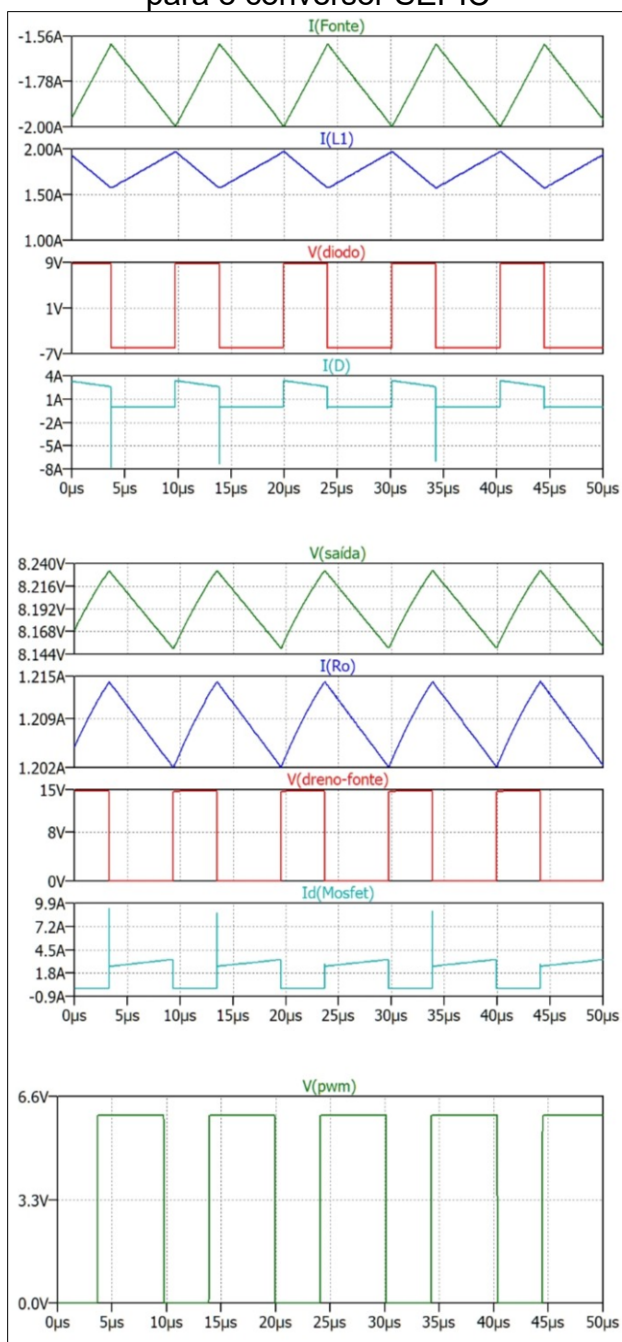
As formas de onda de interesse estão registradas na Figura 49 e indicam que o conversor opera em modo contínuo de condução.

O segundo ensaio foi dividido em duas montagens práticas. A primeira, ilustrada na Figura 50, utiliza resistência equivalente de carga no valor de 6,78 Ω .

O conversor SEPIC e o circuito de controle recebem destaque na Figura 50-b. As leituras da fonte de bancada e do amperímetro conectado em série com a resistência de carga estão apresentadas nas Figuras 50-c e 50-d, respectivamente.

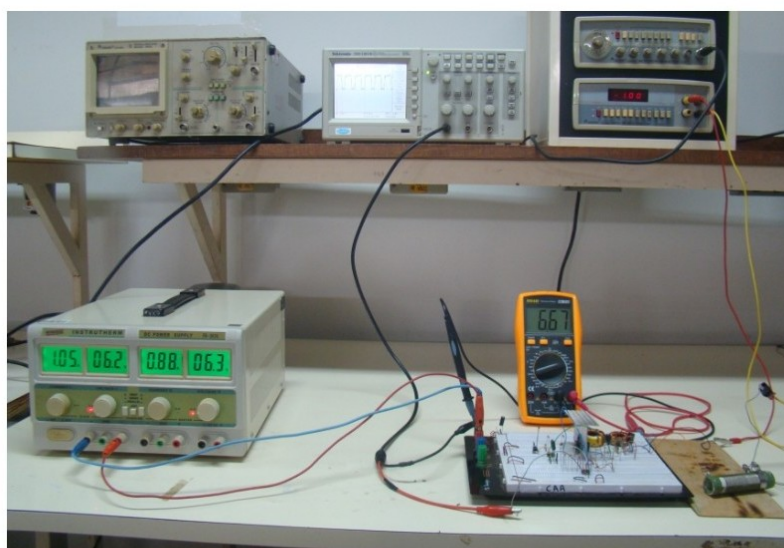
Complementarmente, a Figura 51 apresenta medições da tensão de saída do conversor, da frequência de chaveamento, da temperatura do MOSFET e da temperatura da resistência equivalente de carga.

Figura 49: Formas de ondas simuladas para o conversor SEPIC

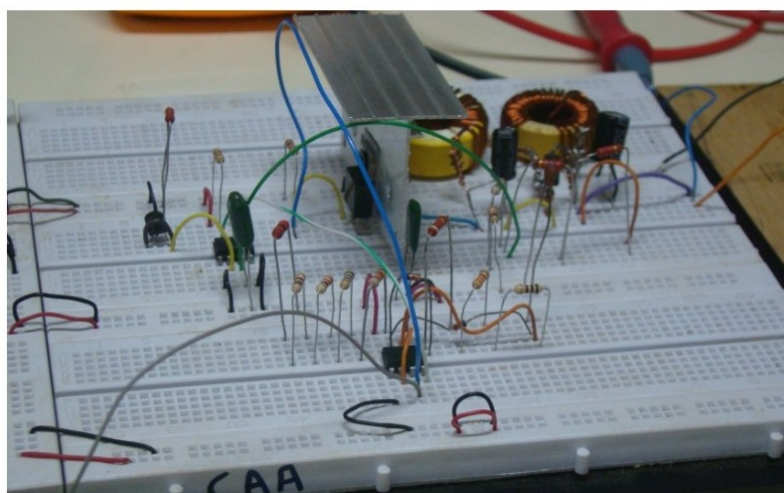


Fonte: elaboradas pelo autor

Figura 50: Arranjo da montagem prática do conversor SEPIC para o segundo ensaio.



(a)



(b)



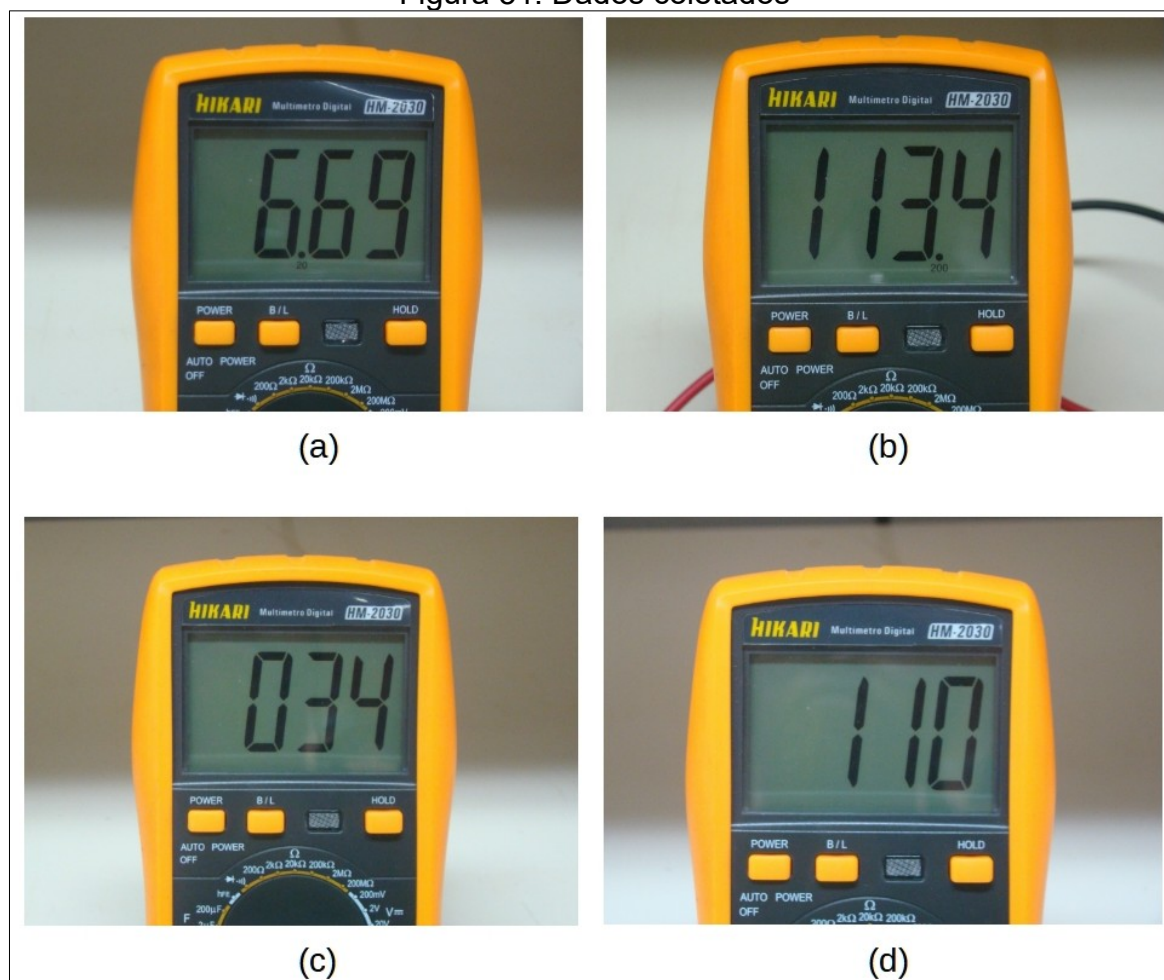
(c)

(d)

Fonte: elaborada pelo autor

Legenda: (a) arranjo da montagem e instrumentos; (b) detalhe destacado do conversor; (c) leitura da fonte de bancada; (d) leitura da corrente de saída no amperímetro.

Figura 51: Dados coletados



Fonte: elaborada pelo autor

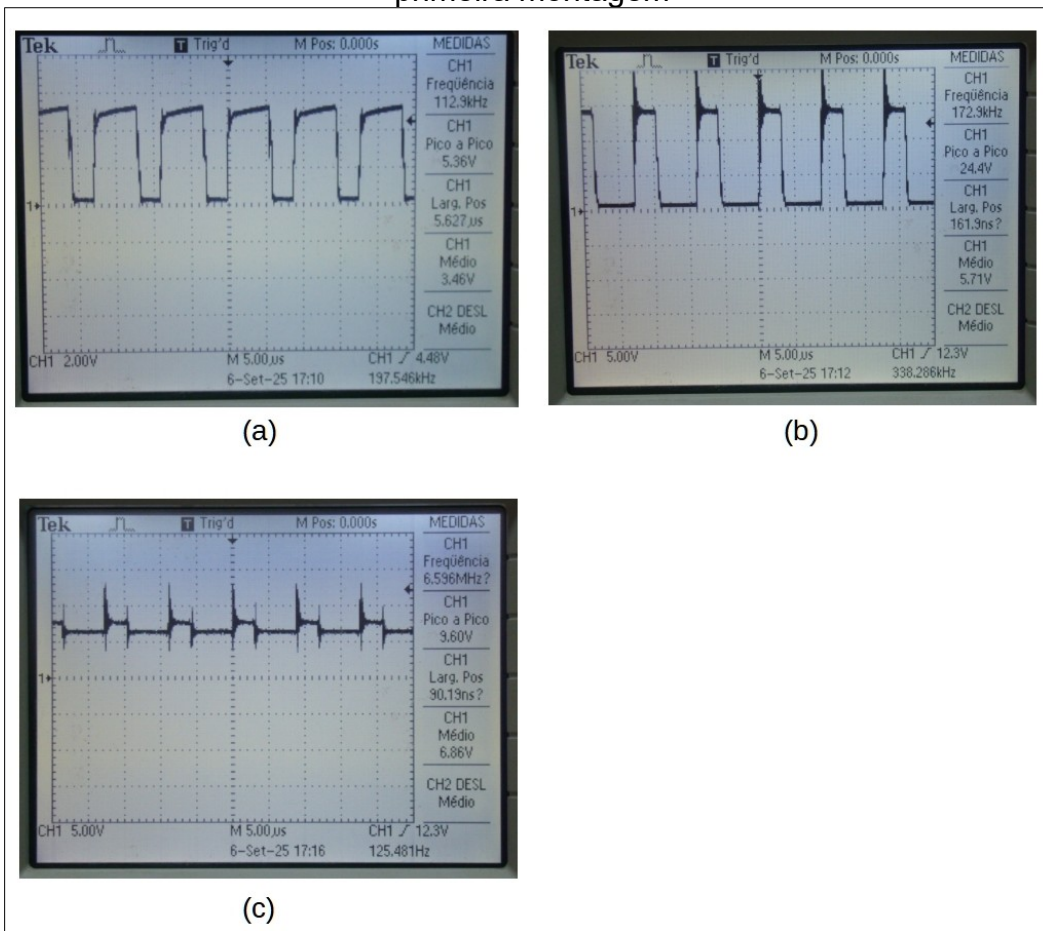
Legenda: (a) tensão de saída; (b) frequência de chaveamento; (c) temperatura instantânea do MOSFET; (d) temperatura instantânea da carga.

Na Figura 52 foram registradas a tensão do pulso gerado pelo temporizador em 52-a, a tensão dreno-fonte do MOSFET em 52-b e a tensão no capacitor de saída em 52-c.

A finalidade dessas medições foi permitir a avaliação do comportamento dos componentes do conversor SEPIC frente aos resultados teóricos e às considerações sobre perdas dissipativas.

A segunda montagem prática mantém as mesmas características anteriores, mas substitui a resistência equivalente de carga pela bateria recarregável do projeto. A Figura 53 registra a visão geral e o detalhe do conversor. A bateria antes de ser acoplada ao conversor foi medida em circuito aberto, e acusou a tensão de 6.46 V. O circuito apresentou elevação na tensão de saída quando conectado à bateria.

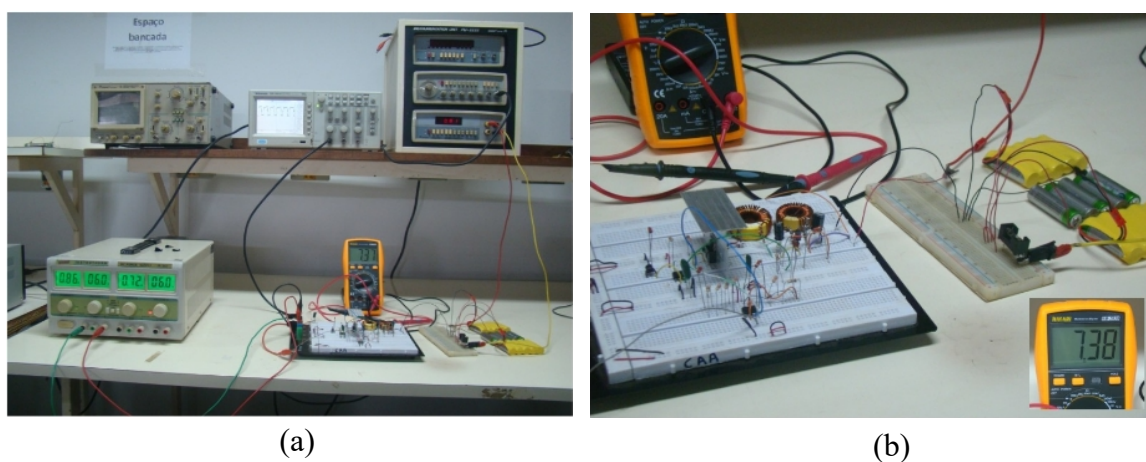
Figura 52: Leituras coletadas no osciloscópio no ensaio do SEPIC na primeira montagem



Fonte: elaborada pelo autor

Legenda: (a) pulso de chaveamento; (b) tensão dreno-fonte; (c) tensão no capacitor de saída.

Figura 53: Circuito prático da segunda montagem para o ensaio do conversor SEPIC. Bateria recarregável na saída do conversor.



Fonte: elaborada pelo autor

Legenda: (a) visão geral da montagem; (b) detalhe do circuito.

3.2.3 PROCEDIMENTO 9 – Conversor BOOST

Um conversor BOOST possui tensão de saída superior à tensão de entrada. Entre suas aplicações está o fornecimento de tensão para dispositivos alimentados em corrente contínua, como motores CC.

Neste trabalho, o ensaio do conversor BOOST passou pelas etapas de dimensionamento matemático, simulação e implementação física, assim como ocorreu para os conversores BUCK e SEPIC. Entretanto, diferiu dos ensaios anteriores pelo critério adotado, pois algumas características e componentes foram previamente definidos para as condições do ensaio.

Foram utilizados o indutor de $19\ \mu\text{H}$, sua resistência interna e uma resistência externa auxiliar de $0,33\ \Omega$. O diodo empregado procurou reproduzir características equivalentes ao SB560, com capacidade de condução de até 6 A. A resistência série equivalente do capacitor, por apresentar valor reduzido, foi desconsiderada e a resistência equivalente de carga foi definida em $24\ \Omega$. A corrente de entrada é de 1 A, a ondulação de corrente é 20% da corrente de entrada e a ondulação de tensão é 1% da tensão de saída. A tensão de entrada e a tensão de saída são, respectivamente, 6 V e 12 V. O MOSFET 8205, encapsulado em tecnologia SMD, foi utilizado neste ensaio e está ilustrado na Figura 54.

Figura 54: MOSFET 8205



Fonte: Mercado Livre, 2026

A principal finalidade deste ensaio foi buscar aproximações mais coerentes entre os resultados teóricos, simulados e experimentais quando comparadas às observadas nos ensaios anteriores.

A indutância para a ondulação de corrente $\Delta iL = 0,20 * I_{in} = 0,20 * 1 = 0,2 \text{ A}$ vale

$$L = \frac{D * V_{in}}{\Delta iL * fs} = \frac{0,5 * 6}{0,2 * 10^5} = 1,5 * 10^{-4} = 150 \mu H$$

A capacitância para a ondulação de tensão $\Delta V_o = 0,01 * V_o = 0,01 * 12 = 0,12 \text{ V}$ vale

$$P_{in} = P_o = I_{in} * V_{in} = 1 * 6 = 6 \text{ W}$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{6}{12} = 0,5 \text{ A}$$

$$C = \frac{D * I_o}{\Delta V_o * fs} = \frac{0,5 * 0,5}{0,12 * 10^5} = 20,8 \mu F$$

A resistência equivalente da carga é

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{12}{0,5} = 24 \Omega$$

Para determinar a tensão de saída influenciada pelas perdas dissipativas dos componentes do conversor, procedeu-se assim:

Resistência interna do indutor(R_L): $5,75 * 10^{-3} \Omega$

Resistência dreno-fonte($R_{DS(on)}$): $0,022 \Omega$

Resistência interna do diodo(r_T): $0,064 \Omega$

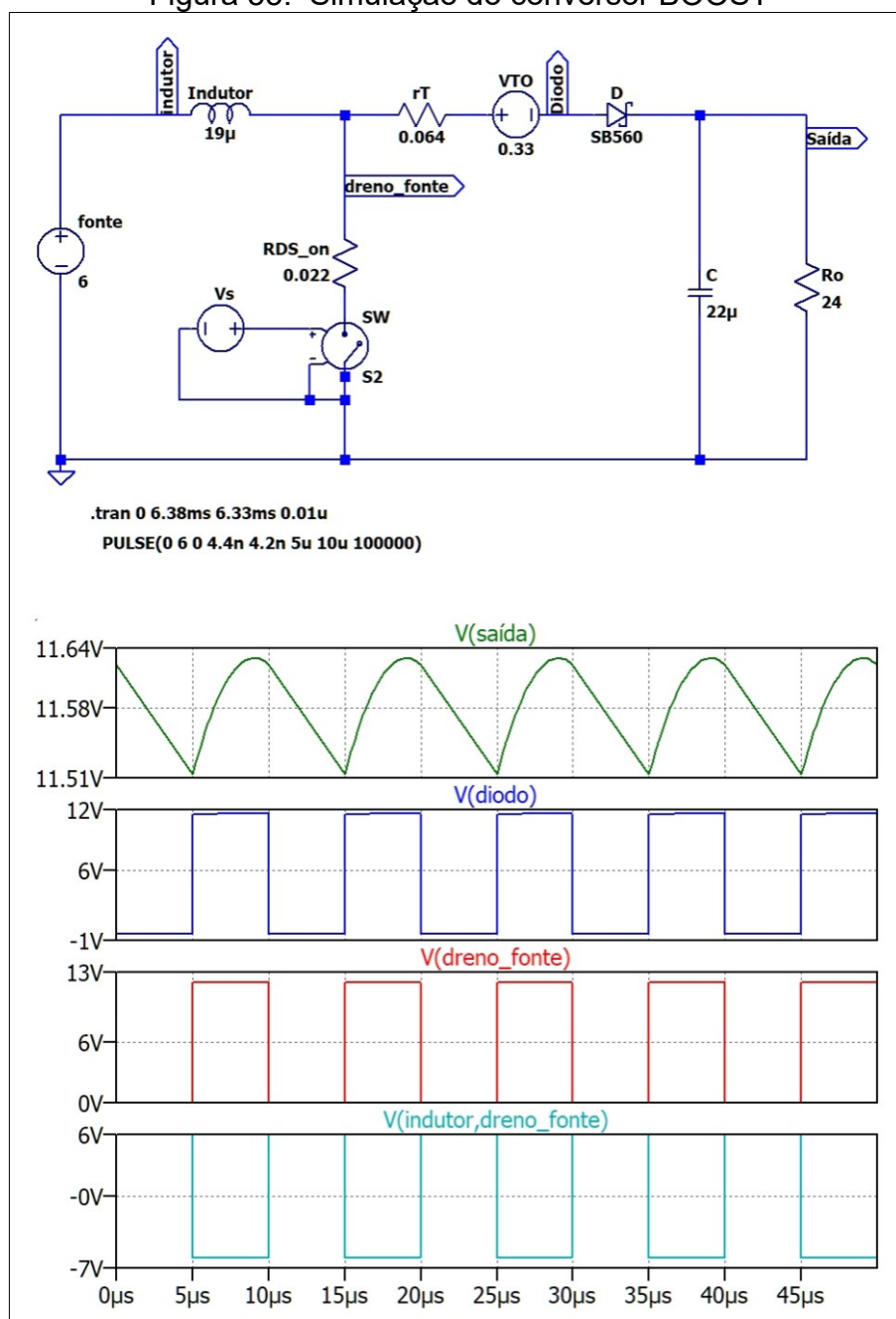
Tensão interna do indutor(V_{to}): $0,33 \text{ V}$

$$V_o = V_{in} * \left(\frac{1 - \frac{P_o}{V_{in}^2} * (R_L + R_{DS(on)} * D + r_T * (1 - D))}{1 - D} - \frac{V_{to}}{V_{in}} \right)$$

$$V_o = 6 * \left(\frac{1 - \frac{6}{6^2} * (5,75 * 10^{-3} + 20 * 10^{-3} * 0,5 + 64 * 10^{-3} * (1 - 0,5))}{1 - 0,5} - \frac{0,33}{6} \right) = 11,55 V$$

Os dados obtidos foram reunidos na simulação ilustrada na Figura 55, onde constam também as formas de onda de interesse.

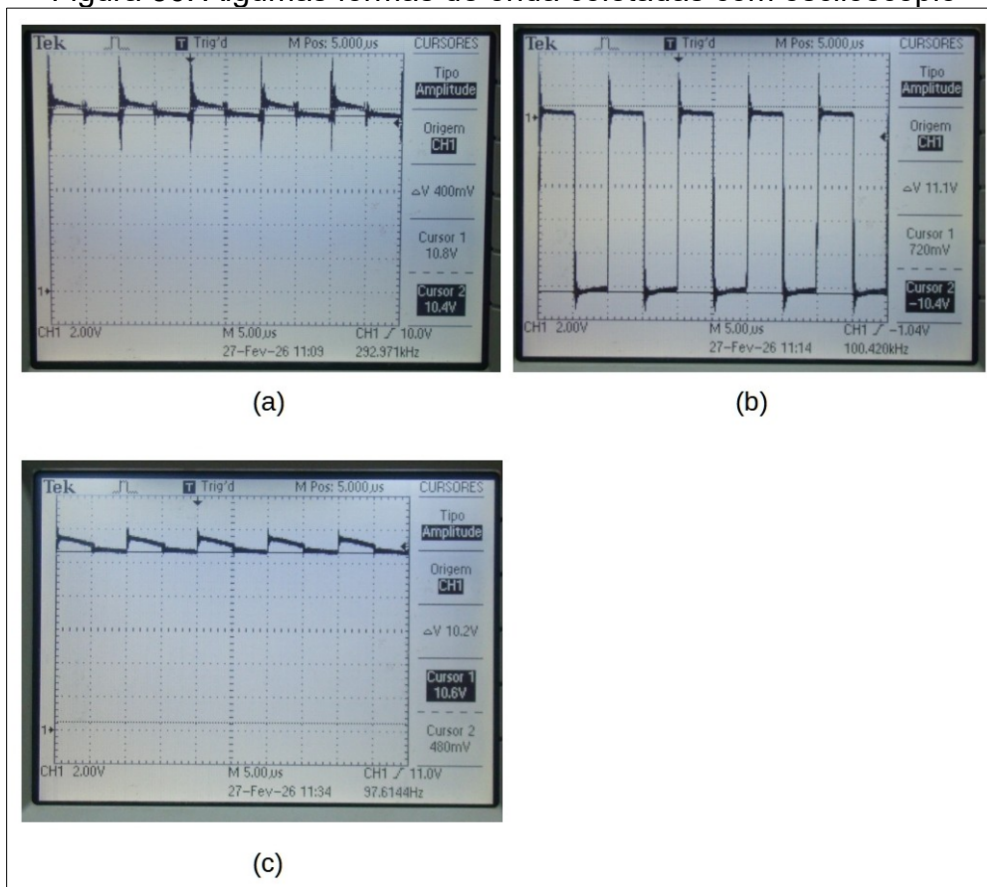
Figura 55: Simulação do conversor BOOST



Fonte: elaborada pelo autor

A montagem do circuito prático do ensaio resultou nos gráficos da Figura 56 que estão associados as formas de onda da Figura 55. A figura 57 ilustra a montagem física do conversor na protoboard.

Figura 56: Algumas formas de onda coletadas com osciloscópio



Fonte: elaborada pelo autor

Legenda: (a) tensão da resistência equivalente de carga; (b) tensão no diodo; (c) tensão dreno-fonte.

Os valores da tensão de saída no conversor BOOST para as modalidades ideal, teórica, simulada e prática foram reunidas na Tabela 11 para comparação.

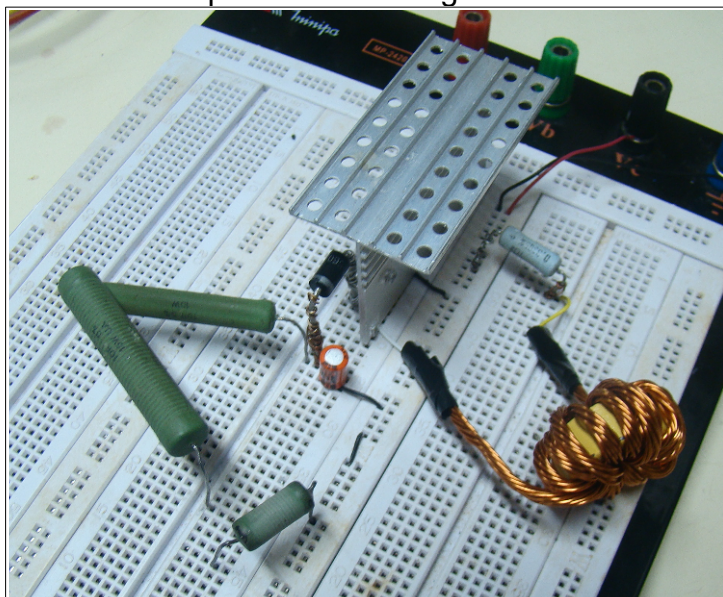
Tabela 11: Tensões de saída e do diodo para as abordagens teórica, simulada e implementada.

	Ideal	Teórica	Simulação 1*	Prático 1	Simulação 2**	Prático 2
Tensão de saída (V)	12	11,5	11,63	10,3	11,01	9,92

Fonte: Elaborada pelo autor

Legenda: * Indutor sem resistência externa em série. ** Indutor com resistência externa em série.

Figura 57: Montagem do conversor BOOST com a resistência equivalente de carga no valor de $24\ \Omega$



Fonte: elaborada pelo autor

Os resultados do trabalho indicaram que o conversor BOOST apresentou condições adequadas para assumir a função de conversor interno ao carregador fotovoltaico. A implementação em circuito impresso utilizou os parâmetros reunidos nas Tabelas 14, 13 e 12 onde estão definidos os valores de dimensionamento do conversor e do circuito de controle para operação em modo de condução contínua.

A implementação física da PCB (Printed Circuit Board) do conversor BOOST demandou previamente a elaboração do projeto esquemático. Entre as ferramentas digitais avaliadas, o Kicad mostrou-se suficiente para o desenvolvimento do esquemático e para o preparo do layout destinado à fabricação da placa. O esquemático resultante está ilustrado na Figura 58 e as superfícies superior e inferior da PCB resultante estão ilustradas na Figura 59. O projeto também inclui o desenho de um adaptador destinado à montagem do MOSFET.

Tabela 12: Especificações para o controle do conversor BOOST

Oscilador Astável

Razão Cíclica	D	0,9167	-
Frequência	fs	100000	Hz
Capacitor disponível	Cd	1,20E-09	F
Resistência a	Ra	10000,0	Ω
Resistência b	Rb	1000,0	Ω

Fonte: elaborada pelo autor

Tabela 13: Especificações para o divisor de tensão do conversor BOOST

Divisor de tensão

Tensão de Referência	V_{ref}	2,5	V
Tensão de Saída	V_o	12,5	V
Resistência 1	R1	10000	Ω
Resistência 2	R2	2500,0	Ω

Fonte: elaborada pelo autor

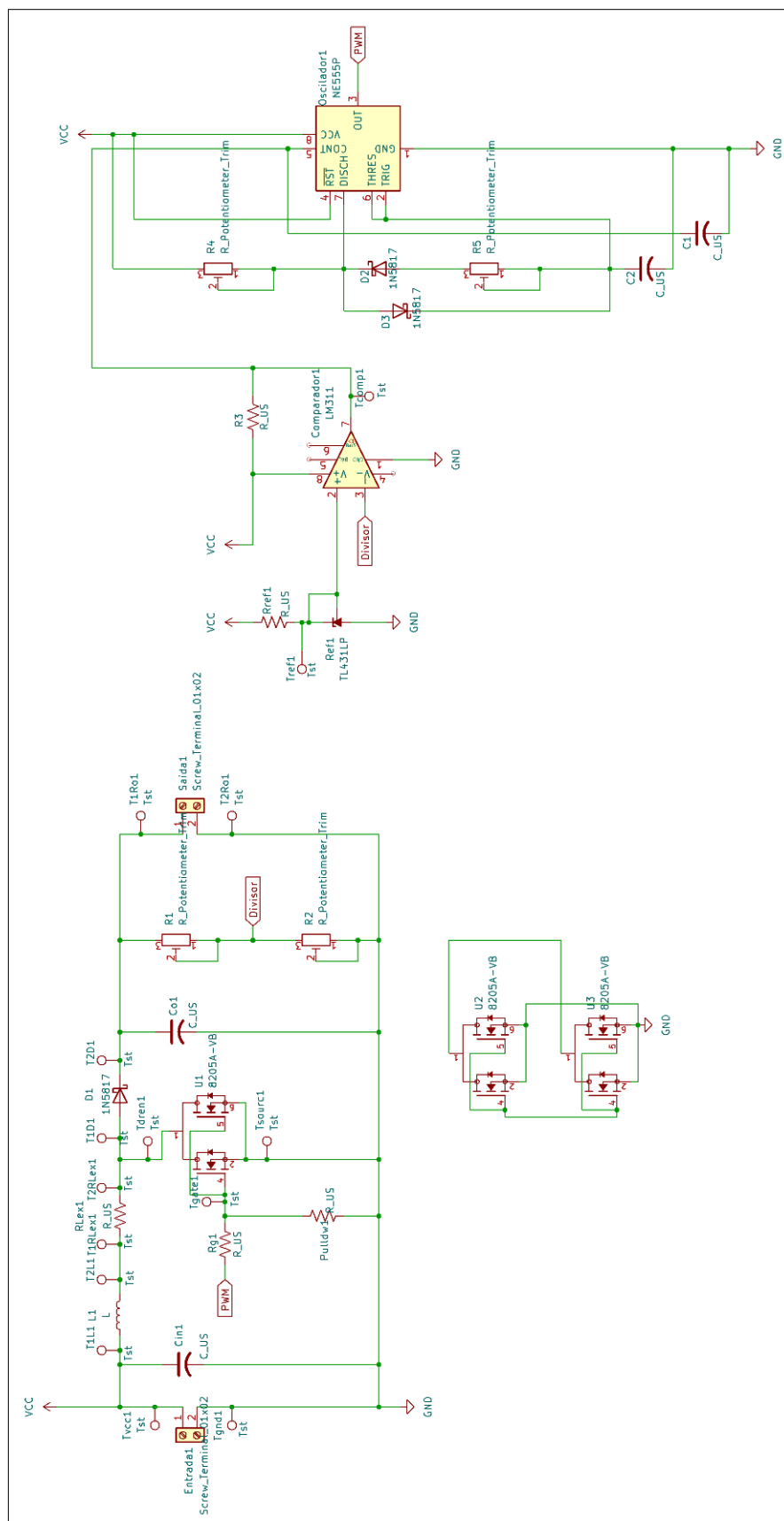
Tabela 14: Especificações para o circuito impresso do conversor BOOST

Modo de condução contínua

Tensão de Entrada	V_{in}	5	V
Corrente de Entrada	I_{in}	9,47	A
Potência de Entrada	P_{in}	47,37	W
Resistência no MOSFET	$R_{DS(on)}$	0,022	Ω
Resistência do núcleo indutor	R_L	5,75E-03	Ω
Resistência no Diodo	r_T	0,064	Ω
Tensão interna do Diodo	V_{to}	0,33	V
Potência de Saída	P_o	45	W
Resistência de saída	R_o	5,00	Ω
Tensão de Saída	V_o	15,00	V
Corrente de Saída	I_o	3,00	A
Razão cíclica	D	0,7528	-
Ondulação de corrente	Δi_L	1,89	A
Ondulação de tensão	Δv_o	0,1500	V
Frequência	f_s	100000	Hz
Indutor de Entrada	L	19,87E-06	H
Capacitor de Saída	C	150,56E-06	F

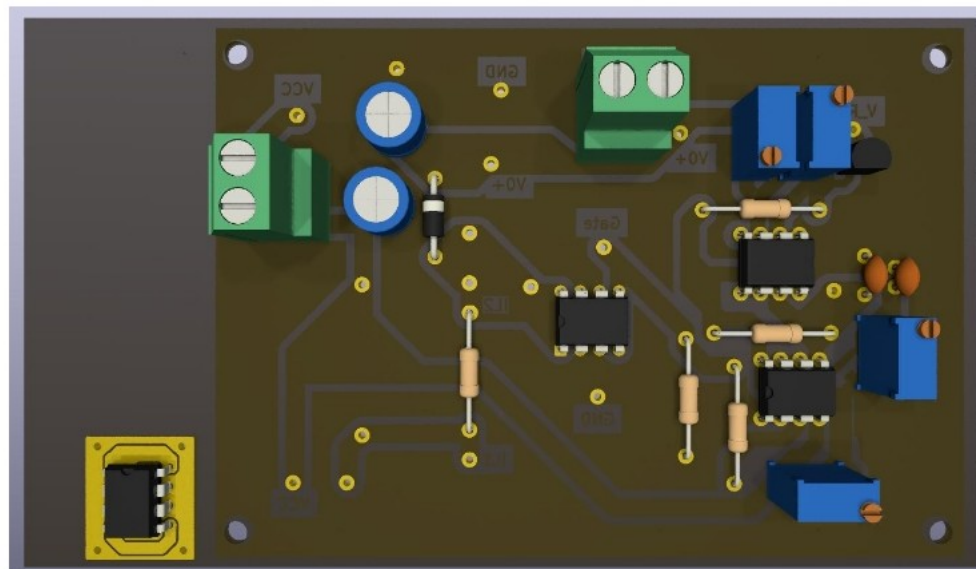
Fonte: elaborada pelo autor

Figura 58: Esquemático do circuito do conversor BOOST

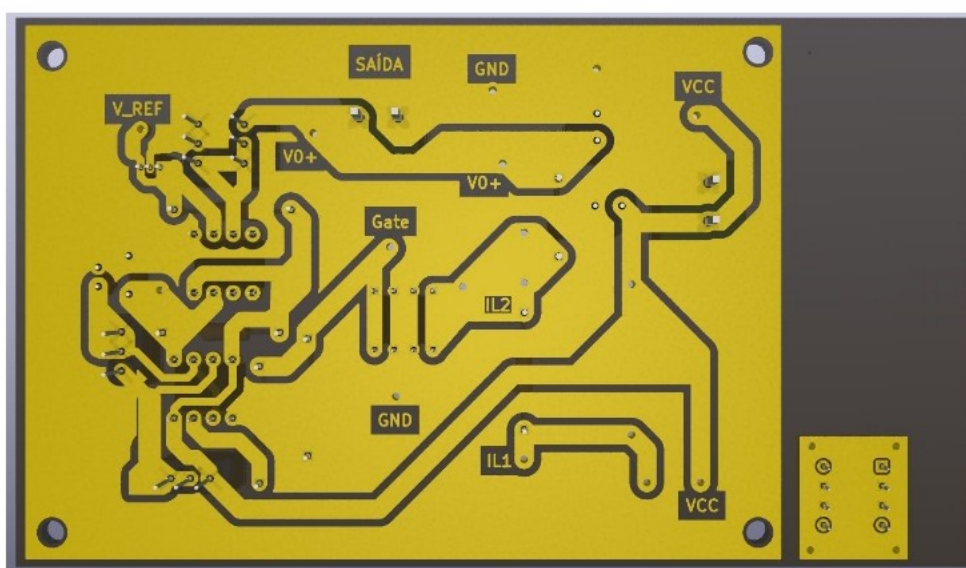


Fonte: elaborada pelo autor

Figura 59: Plano da PCB do conversor BOOST



(a)



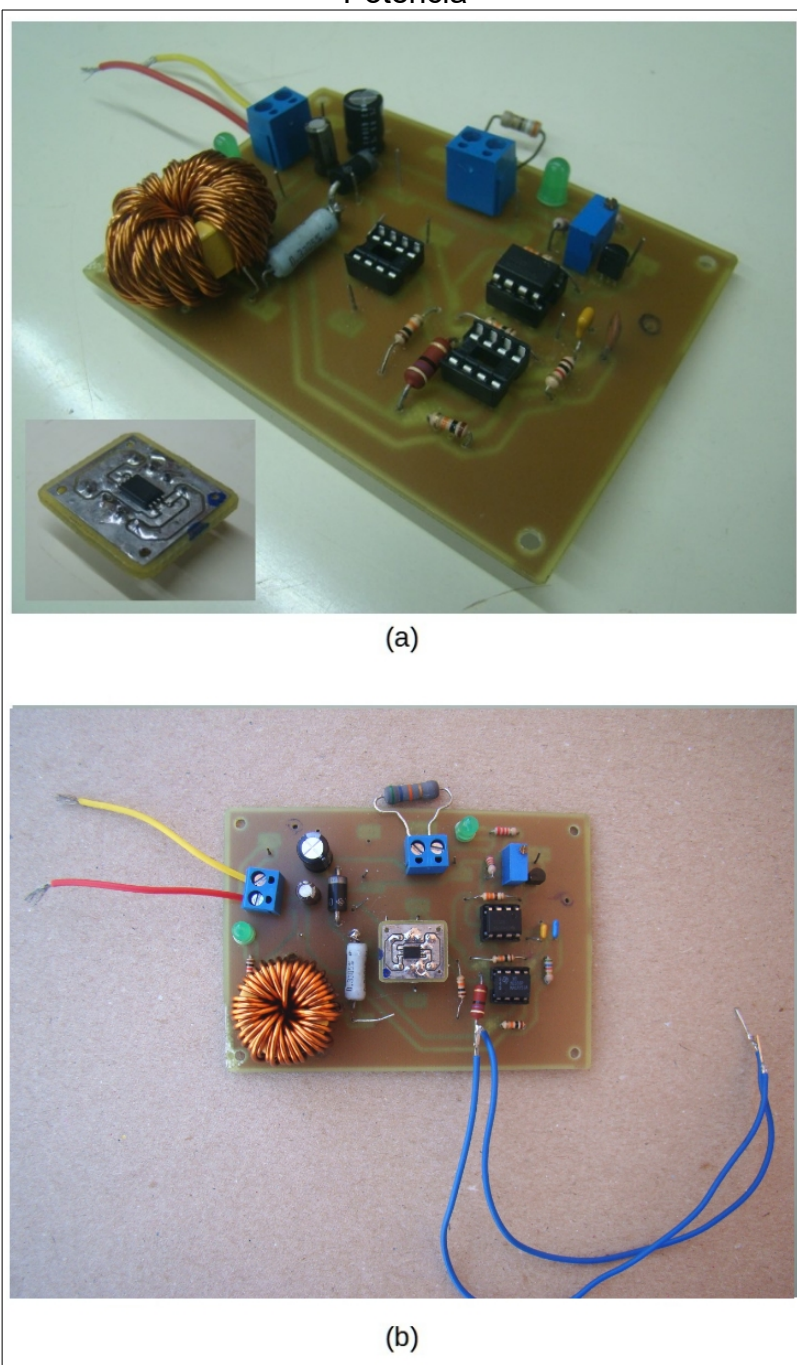
(b)

Fonte: elaborada pelo autor

Legenda: (a) superfície superior; (b) superfície inferior.

A montagem da PCB foi útil para a realização das últimas leituras eletrônicas, o registro da estrutura final está na Figura 60

Figura 60: Placa de Circuito impressa do conversor BOOST produzido no laboratório de Eletrônica de Potência



Fonte: elaborada pelo autor

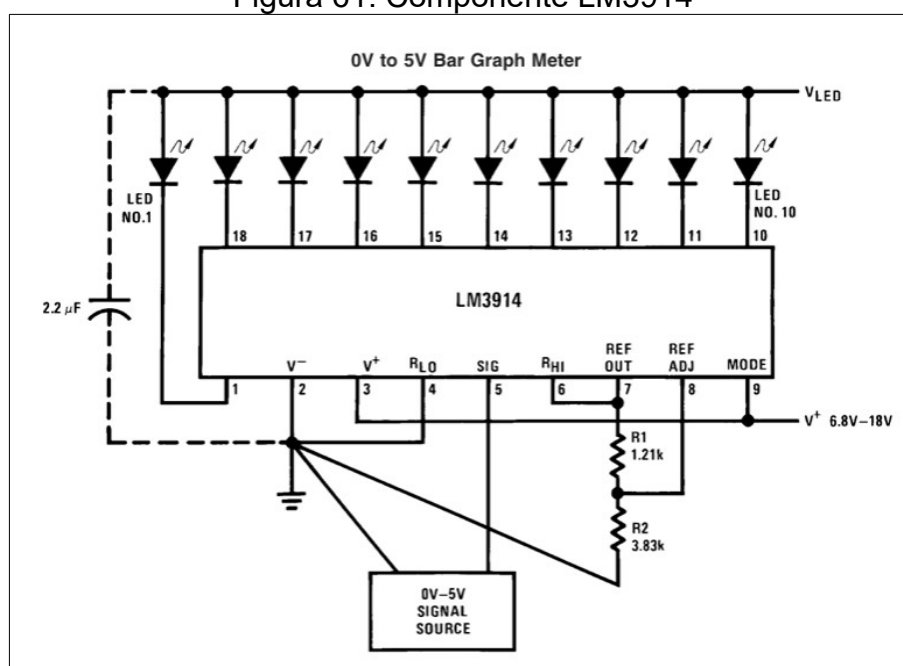
Legenda: (a) Conversor BOOST. No detalhe, MOSFET 8205 no suporte; (b) Conversor com MOSFET integrado.

3.3 INTERFACE SINALIZAÇÃO

3.3.1 PROCEDIMENTO 11 – Circuito de sinalização

Para permitir o acompanhamento do estado de carga da bateria recarregável foi considerado o uso do circuito integrado LM3914 como elemento de sinalização visual. O componente possui comparadores internos capazes de acionar uma barra gráfica de LEDs proporcional à tensão aplicada em sua entrada. Dessa forma, a tensão nos terminais da bateria foi utilizada como variável indicadora do nível de carregamento, permitindo uma interpretação visual da energia armazenada no sistema. A Figura 61 ilustra a estrutura interna e indica a ligação típica.

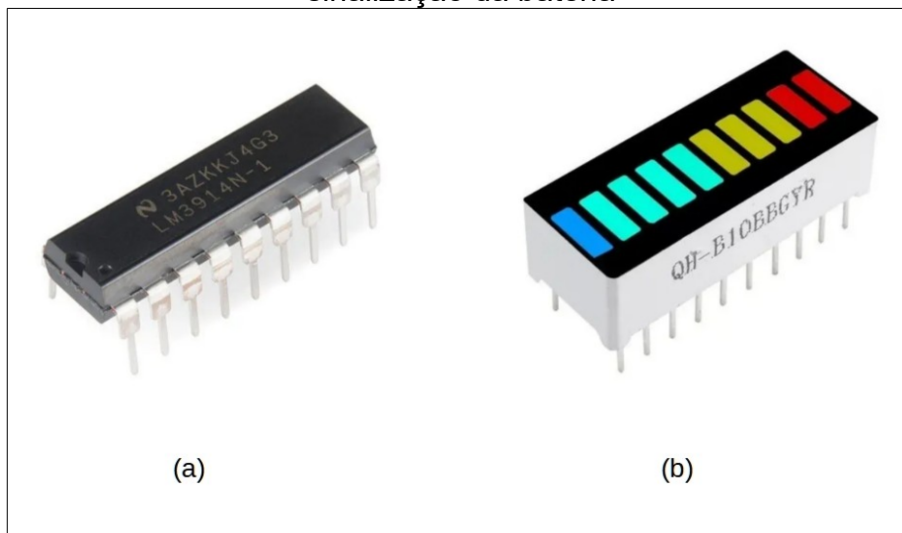
Figura 61: Componente LM3914



Fonte: elaborada pelo autor

A Figura 62 ilustra os componentes fundamentais para elaborar um sinalizador de quantidade de energia da bateria recarregável associada ao conversor de tensão do projeto. O ensaio prático do sinalizador pode ser conferido na Figura 63.

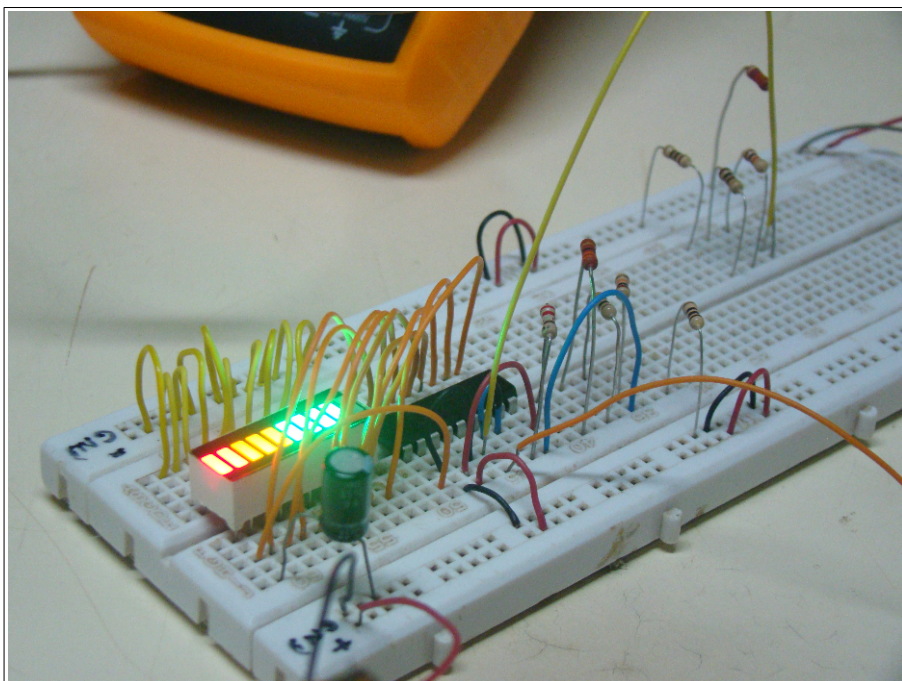
Figura 62: Elementos fundamentais para o circuito de sinalização da bateria



Fonte: elaborada pelo autor

Legenda: (a) circuito integrado controlador da barra de led; (b) barra gráfica de 10 leds.

Figura 63: Ensaio prático em protoboard do sinalizador para bateria



Fonte: elaborada pelo autor

4 DISCUSSÃO

A pesquisa para produzir um artefato portátil de fornecimento de energia foi guiada pela sua função, pelas necessidades que poderia atender e pelos blocos básicos da sua estrutura interna. As duas primeiras ideias acompanharam todo o desenvolvimento do trabalho, pois definiram a escala dos objetivos a serem alcançados, como a quantidade de energia envolvida, os níveis de potência requeridos, o tempo necessário para os processos de carga e descarga e a viabilidade prática do sistema. A terceira ideia concentrou-se nos aspectos construtivos e operacionais, envolvendo critérios de funcionamento, eficiência e limitações físicas dos componentes, tornando-se o principal foco deste trabalho.

Se um carregador fotovoltaico é definido pela tecnologia presente em sua estrutura interna, pareceu natural buscar compreender a natureza das partes que o constituem. Contudo, uma característica observada na literatura consultada foi a predominância de abordagens organizadas em blocos relativamente independentes, que evoluem de maneira linear e, em poucos casos, discutem como subsistemas mais elaborados se relacionam ou quais compromissos técnicos surgem dessa integração.

Durante a pesquisa não foram identificados exemplos na literatura que descrevessem integralmente o desenvolvimento de um carregador fotovoltaico com escopo semelhante ao deste trabalho, sendo mais frequente encontrar metodologias voltadas ao projeto e análise de conversores de tensão.

Como consequência, parte do desenvolvimento exigiu interpretar e integrar conhecimentos dispersos, sem que as implicações decorrentes das interações entre os estágios eletrônicos estivessem imediatamente disponíveis na literatura.

Algumas iniciativas relevantes foram identificadas em trabalhos e artigos acadêmicos que buscaram algum nível de implementação prática. Entretanto, nos casos consultados, observou-se predominância de estudos com caráter de revisão bibliográfica e abordagem mais didática, frequentemente voltados à apresentação isolada dos conceitos e métodos de projeto em detrimento da integração experimental entre os diferentes estágios do sistema.

Certas soluções comerciais confirmam o que intuitivamente se entende por um carregador fotovoltaico: um dispositivo que capta radiação solar e a converte em energia elétrica. Quando existe necessidade de armazenamento, a associação com

uma bateria, preferencialmente recarregável, parece uma consequência natural. Contudo, a necessidade de um conversor de tensão não é percebida de forma imediata e tende a emergir apenas quando surgem exigências específicas de operação, eficiência ou adequação entre os níveis de tensão dos diferentes estágios do sistema.

Assim, projetar um carregador mostrou-se simultaneamente desafiador e relativamente simples sob uma perspectiva funcional. Entretanto, o desenvolvimento revelou que a maior complexidade estava concentrada na adaptação energética, justamente onde os conversores demonstram sua importância.

Embora o dimensionamento teórico tenha permitido estabelecer condições iniciais para o funcionamento do sistema, os resultados experimentais mostraram que a implementação prática introduz efeitos que não aparecem imediatamente nas formulações ideais. Perdas dissipativas, disponibilidade de componentes, limitações construtivas, estabilidade operacional e diferenças entre condições simuladas e reais exigiram adaptações sucessivas ao longo do desenvolvimento. Como consequência, o estudo deixou de observar apenas a viabilidade conceitual do carregador fotovoltaico e passou a investigar o comportamento individual dos conversores responsáveis pela adaptação energética do sistema.

Antes de direcionar a discussão para os aspectos mais relevantes das topologias estudadas, convém retomar o conjunto de especificações definido para o carregador fotovoltaico. Essas especificações permanecem importantes porque, ao mesmo tempo em que orientaram e personalizaram as soluções adotadas, também estabeleceram limitações que restringiram adaptações mais diretas dos conversores utilizados.

O artefato a ser produzido deveria ser portátil, leve e ser vantajoso para demandas com diferentes níveis de tensão. Essas exigências restringiram indiretamente as cargas consumidoras que poderiam ser atendidas, muito mais pela tecnologia necessária para implementar o fornecimento de energia do que pelas características dos próprios dispositivos beneficiados. Dessa forma, o conceito de “portátil” só poderia ser sustentado observando a potência disponível pela área de captação das células fotovoltaicas encontradas comercialmente. Por esse motivo, optou-se pelo uso de duas células fotovoltaicas com dimensões de 17 cm × 23 cm e valores nominais de 6 W, 6 V e 1 A. Associadas em paralelo, a corrente disponível seria elevada para aproximadamente 2 A, mantendo o mesmo nível de tensão. Além

disso, o espaço físico ocupado por um artefato final considerando as duas placas pareadas pelo seu maior lado permaneceu coerente com a proposta de portabilidade.

Naturalmente, caso soluções comerciais com menor área oferecessem níveis superiores de corrente e potência, outra configuração poderia ter sido adotada.

A corrente disponível de aproximadamente 2 A atenderia à demanda de diversos aparelhos. Entretanto, conectar diretamente o arranjo das células fotovoltaicas à carga consumidora introduziria limitações relacionadas à estabilidade da energia fornecida. Isso significa que dispositivos como um motor cc poderiam apresentar velocidades diferentes em função das condições climáticas no momento da utilização. Nesse estágio da solução, o uso de uma bateria intermediando a fonte fotovoltaica e a carga mostrou-se adequado, pois o armazenamento de energia reduz a dependência imediata entre geração e consumo, tornando o comportamento da carga menos sensível às variações instantâneas da radiação solar.

O cenário que gradualmente foi sendo definido passou a considerar as condições energéticas antes e depois da bateria. Antes do armazenamento, a energia disponível dependia diretamente das condições de geração das células fotovoltaicas. Após a bateria, o interesse passou a ser a forma como essa energia seria disponibilizada para alimentação das cargas consumidoras.

Há diversos modelos de bateria disponíveis comercialmente. Entretanto, uma bateria recarregável de chumbo comprometeria as especificações iniciais do projeto ao aumentar significativamente o peso do artefato. Como alternativa, a bateria de níquel hidreto-metálico (NiMH) pareceu mais adequada por combinar menor massa, custo acessível e possibilidade de recarga em intervalos compatíveis com a proposta do sistema.

Assim, uma bateria recarregável de 6 V e capacidade aproximada de armazenamento de 8100 mAh passou a estabelecer as condições energéticas fundamentais do sistema e serviu como referência para o dimensionamento da peça central do carregador fotovoltaico pretendido: o conversor de tensão.

Definiu-se que o projeto deveria disponibilizar duas saídas de tensão, uma inferior e outra superior à tensão fornecida pela bateria. Assim, os valores de 5 V e 12 V foram estabelecidos não como escolhas arbitrárias, mas por corresponderem a níveis de tensão amplamente associados a dispositivos de baixa potência que poderiam ser atendidos satisfatoriamente pelo artefato projetado.

Tão importantes quanto as especificações revisitadas foram as condições necessárias para o funcionamento dos conversores. Observou-se que todas as topologias estudadas operaram pelo chaveamento de um interruptor eletrônico comandado por um circuito de controle sensível às condições do próprio conversor.

Cabe observar que a literatura utilizada concentrou maior atenção no funcionamento energético e no dimensionamento dos conversores, oferecendo menor aprofundamento sobre os circuitos de controle empregados na implementação prática. Por esse motivo, parte do desenvolvimento exigiu consulta complementar a materiais técnicos disponíveis na internet.

A partir deste ponto são discutidos os resultados obtidos para cada topologia estudada, destacando as condições que motivaram sua escolha, as limitações observadas e o comportamento identificado durante os ensaios teóricos, simulados e práticos.

4.1 CONVERSOR BUCK E O EQUÍVOCO DO MOSFET INADEQUADO

Diversas montagens do conversor abaixador foram realizadas em protoboard, assim como os cálculos foram exaustivamente revisados e parâmetros reajustados, afinal, reduzir a tensão era uma função naturalmente esperada da topologia BUCK. Entretanto, em todos os ensaios, a tensão de saída permaneceu abaixo do valor previsto teoricamente.

Na fase inicial do projeto, entendia-se que a tensão de 5 V na saída do carregador seria alcançada dimensionando o conversor para reduzir em apenas 1 V a tensão de entrada. Naquele momento ainda não havia maturidade prática e sistêmica suficiente para identificar os mecanismos que provocavam redução da tensão sobre a resistência equivalente de carga em magnitude superior ao previsto, fenômeno que se repetiria nos conversores seguintes. Como o circuito de controle foi dimensionado paralelamente ao conversor desde o início do desenvolvimento, parte das hipóteses inicialmente levantadas considerava falhas na geração dos pulsos de chaveamento.

Mais consistente do que hipóteses relacionadas a mau contato, erro de cálculo ou defeito em componentes mostrou-se a possibilidade de uma escolha inadequada do MOSFET.

Embora a resistência dreno-fonte fosse suficientemente baixa e a tensão mínima de ativação estivesse abaixo da tensão aplicada à porta, essas características não foram consideradas suficientes para afastar completamente a hipótese de que algum aspecto ainda não identificado estivesse comprometendo o comportamento do semicondutor durante o chaveamento.

Entretanto, uma análise posterior indicou que o MOSFET não era a principal causa para a redução observada na tensão de saída. Segundo Rashid (2014,p.199), para reduzir perdas de chaveamento, o período de oscilação deve ser significativamente superior ao tempo total de chaveamento do semicondutor. Considerando que os tempos de comutação do MOSFET utilizado permaneceram muito inferiores ao período associado à frequência definida para o projeto, concluiu-se que o semicondutor operava em condições temporais compatíveis com o chaveamento previsto. Segundo o datasheet do MOSFET IRLZ44N, o tempo total de chaveamento (ton + toff) vale 37 ns. Para o projeto foi adotada frequência de 100 kHz, correspondente a período de 10 μ s, oferecendo margem elevada entre o tempo de comutação e o período de operação.

Quando a tensão de saída simulada de 4,76 V passou a ser observada com maior rigor, tornou-se mais aceitável interpretar que a diferença entre teoria e prática não era causada predominantemente pelo semicondutor, mas por uma expectativa excessivamente idealizada do comportamento do conjunto.

4.2 TENSÃO DE ENTRADA MENOR E A RELEVÂNCIA DO PIOR CENÁRIO

Diante da constatação de uma tensão de saída abaixo da esperada, o processo de investigação incluiu o levantamento das tensões nos componentes e também da tensão na entrada do conversor BUCK. Apesar da fonte de bancada estar ajustada para alimentar o conversor com 6 V, o multímetro acusou, mais de uma vez, valores entre 5,4 V e 5,69 V. A observação levantou duas hipóteses com impacto direto na saída: resistividade do circuito ou atuação da proteção de corrente da fonte.

De fato, a corrente máxima fornecida pela bancada era de 5,3 A, enquanto o projeto teórico previa correntes de entrada e saída de 6 A e 7,2 A. Considerando a hipótese de perdas resistivas, a queda de 6 V para 5,4 V representa 600 mV antes mesmo da energia alcançar o conversor. Admitindo a corrente limitada em 5,3 A,

pela Lei de Ohm a resistência equivalente seria aproximadamente ($R_{\text{circuit}} = 0,113 \, \Omega$) e a potência dissipada ($P_{\text{cons}} = 3,18 \, \text{W}$). Em ambas as hipóteses, a tensão disponível na entrada e, conseqüentemente, na saída seriam reduzidas além do esperado.

Essa situação mostrou que o circuito tende a reproduzir o comportamento esperado apenas quando a tensão de entrada permanece próxima do valor nominal e desconsiderando perdas dissipativas. Como a bateria também sofre queda de tensão durante a descarga, tornou-se mais adequado projetar o conversor BUCK e os demais conversores, considerando a menor tensão esperada de alimentação, pois, no pior cenário, a tensão de saída ainda poderá ser mantida até a necessidade de recarga.

4.3 CONDIÇÕES DO PROJETO E LIMITAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA

Conforme as perdas dissipativas assumiam lentamente a responsabilidade pelos efeitos na saída do conversor, dois testes ainda foram aplicados, ambos relacionados ao ganho estático.

O primeiro teste revisou a razão entre as tensões de entrada e saída que resulta tanto no ganho estático quanto na razão cíclica. Aumentar a razão cíclica seria uma estratégia para amenizar a queda de tensão na saída, mantendo o MOSFET conduzindo por mais tempo. Entretanto, essa solução aproximaria o conversor do seu limite de operação. Para manter 5 V na saída, o projeto passaria a depender de uma tensão de entrada próxima do pior cenário esperado para a bateria. Considerando ainda as perdas dissipativas observadas, a tensão efetivamente disponível na entrada seria reduzida e a tensão de saída continuaria comprometida.

Portanto, a diferença entre os valores de tensão de entrada e de saída deveria oferecer margem suficiente para que as perdas dissipativas não comprometessem significativamente a tensão disponível na carga, e não foi o caso.

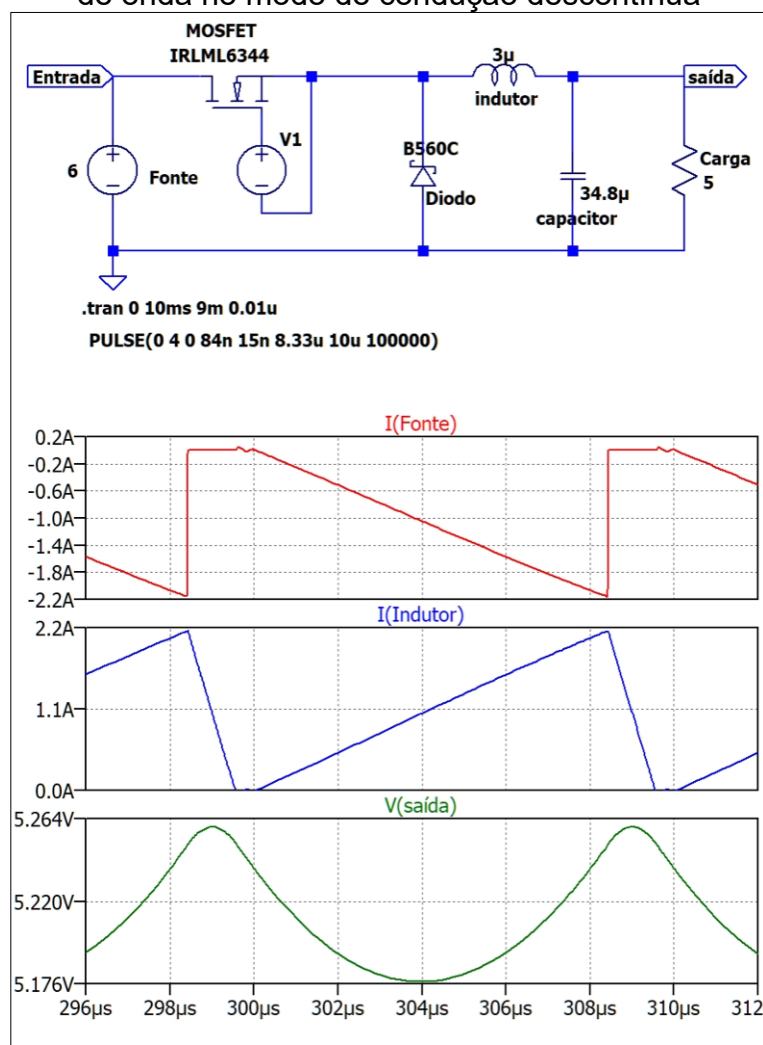
O segundo teste foi avaliar a tensão de saída em função do ganho estático que considerou perdas dissipativas dos componentes do conversor, assumindo valores já conhecidos, resultando em uma tensão de saída de 4,9 V. Para o mesmo cálculo, no pior cenário da bateria (5 V), a tensão de saída resultou 3,9 V, condição corroborada pela Figura 46, ainda que a carga equivalente tenha sido aumentada para, aproximadamente, $2 \, \Omega$.

4.4 MANIPULANDO CONDIÇÕES E O DESCARTE DO CONVERSOR BUCK COMO SOLUÇÃO

Como último recurso, foi testado um reduzido valor de indutância, entretanto esse resultado foi acompanhado pela transição do conversor para o modo de condução descontínuo, sendo essa uma condição que não atendia aos objetivos definidos para o projeto.

As formas de onda relacionadas estão ilustradas na Figura 64.

Figura 64: Simulação do conversor BUCK e formas de onda no modo de condução descontínua



Fonte: elaborada pelo autor

4.5 CONVERSOR SEPIC E AS PERDAS

O conversor SEPIC apresentou, ao longo dos testes, maior versatilidade do que o conversor BUCK porque sua tensão de saída pode ser elevada, aumentando a margem entre esta e a tensão de entrada e reduzindo o impacto das perdas dissipativas, que não podem ser eliminadas completamente.

O padrão observado para os conversores estudados, diante das especificações de alimentação e fornecimento final, foi a ocorrência de perdas progressivas entre as etapas de avaliação. Isso significa que entre o valor teórico e o simulado ocorreram perdas, assim como entre o valor simulado e o prático, principalmente quando observada a tensão de saída.

De forma geral, observou-se que os valores práticos tenderam a apresentar tensões inferiores às previstas teoricamente e, para os ensaios realizados, a diferença acumulada entre teoria e implementação prática aproximou-se de 2 V em diversos cenários avaliados. A maneira encontrada para atender as especificações diante das perdas observadas foi projetar o conversor com tensão de saída superior ao valor final desejado, permitindo que as perdas dissipativas fossem absorvidas sem comprometer a tensão entregue à carga.

4.6 O PORQUÊ DO CONTROLE POR TENSÃO E NÃO POR CORRENTE

Os componentes de controle utilizados possuem elevada impedância de entrada e exigem correntes muito pequenas para operação. Dessa forma, o controle por corrente exigiria a introdução de elementos adicionais para converter corrente em uma grandeza mensurável pelo circuito.

Uma alternativa seria utilizar um resistor de baixo valor em série ou paralelo ao caminho da carga para produzir uma queda de tensão proporcional à corrente. Entretanto, considerando que as perdas dissipativas já se mostraram um problema sensível ao longo dos ensaios, introduzir uma etapa adicional de dissipação pareceria pouco conveniente. Supondo um desvio equivalente a 100 mA sob tensão de saída de 12 V, aproximadamente 1,2 W deixariam de ser entregues à carga.

Pelos testes realizados, correntes superiores a 1 A já dependiam tanto de condições favoráveis de alimentação quanto do impacto que o próprio circuito exercia sobre o fornecimento de energia. O controle por divisão de tensão, além de

constar na literatura utilizada, exigiu correntes desprezíveis e mostrou-se mais compatível com as limitações energéticas do projeto.

4.7 CONVERSOR BOOST E UM ENSAIO COMPARATIVO MAIS SIMPLES

O conversor BOOST, assim como as demais topologias estudadas, enfrentou dificuldades semelhantes durante a implementação prática. Em diversos momentos, a simples substituição da protoboard ou de componentes menos utilizados foi suficiente para reduzir instabilidades nas leituras do osciloscópio. Contatos frágeis, excesso de interconexões e comprimentos diferentes de condutores contribuíram para quedas de tensão e ruídos indesejáveis no circuito.

Erros sistemáticos também estiveram presentes durante os ensaios. Componentes sem referência adequada ao GND ou à alimentação deixavam de operar corretamente e, em alguns casos, levantavam hipóteses equivocadas sobre falha de montagem ou queima de componentes.

Além disso, a implementação de um circuito adicional de controle aumentou significativamente o número de interconexões, tornando mais difícil distinguir falhas próprias do conversor daquelas introduzidas pelo sistema de acionamento.

As especificações do projeto também exigiram correntes elétricas superiores à capacidade da fonte de bancada, limitada em corrente máxima, influenciando os resultados obtidos para a tensão de saída dos conversores montados na prática.

Diante do conjunto dessas variáveis, foi adotada uma abordagem simples para compreender o comportamento do conversor. O BOOST foi então submetido a um ensaio adicional, sem circuito de controle próprio, sendo acionado por uma fonte externa de chaveamento e projetado para a tensão de saída de 12 V com razão cíclica de 0,5.

De fato, a comparação entre os valores teóricos, simulados e práticos mostrou que a diferença entre o dimensionamento teórico e a implementação prática esteve fortemente associada às perdas dissipativas e às limitações impostas pelas condições reais de operação. O ensaio mostrou como uma tensão de saída projetada para 12 V resultou em valor prático de 9,92 V a partir de um incremento de 0.33Ω atribuída a uma resistência externa ao indutor.

4.8 O CONVERSOR BOOST UTILIZADO COMO ABAIXADOR DE TENSÃO

De modo geral, conforme os testes eliminavam falhas de montagem, erros de cálculo e aumentavam a familiaridade com a estrutura tanto do conversor quanto do circuito de controle, bastaria resolver o problema da queda indesejada na tensão projetada para a saída. E a resposta, mesmo diante das perdas, já era indicada a cada novo cálculo que pretendia ajustar as especificações. Era preciso considerar nos cálculos as perdas previstas em projeto, mas, principalmente, não ignorar as perdas observadas na implementação prática.

Para melhor entendimento, uma alternativa encontrada foi projetar o conversor BOOST com tensão de saída superior ao valor final desejado, criando margem para absorver perdas dissipativas observadas na implementação prática.

Pelo procedimento, um conversor BOOST poderia ser dimensionado para tensão de saída próxima de 7 V mesmo quando a carga exige 5 V.

Nesse caso, o valor final não dependeria de uma perda fixa. O divisor de tensão do circuito de controle monitoraria continuamente a saída e ajustaria o chaveamento para manter aproximadamente 5 V na carga. Assim, variações nas perdas dissipativas alterariam apenas o esforço exigido do circuito de controle, desde que permanecessem dentro da faixa de compensação do conversor.

Diante da limitação observada para o conversor BUCK nas condições especificadas para o projeto, essa estratégia se mostrou uma alternativa viável.

4.9 O CONVERSOR BOOST NA PCB E A TÁTICA PARA FORNECER O QUE FOI PLANEJADO.

O acúmulo de experiências obtidas resultou no conversor BOOST projetado para ser implementado em circuito impresso. Quando as especificações do conversor são observadas na tabela X, a tensão de saída projetada é de 15 V, mas o circuito de controle só permitirá 12,5 V na saída. E a tensão de entrada considera o pior cenário para a bateria que ocorre quando ela já necessita de recarga, isto é, quando atingir 5 V. Portanto, enquanto a queda de tensão da bateria estiver ocorrendo de 6 V para 5 V, a saída manterá 12 V na carga. Outro ponto interessante é a mudança do MOSFET, apesar de possuir uma arquitetura composta por dois MOSFETs internos e possuir encapsulamento SMD, o que implica uma técnica mais

sofisticada de soldagem, a contribuição interessante do semicondutor está na tensão de ativação do gate, apenas 0,75 V. A tensão de ativação mínima do MOSFET IRLZ44n é de 2 V.

5 CONCLUSÃO

O objetivo deste trabalho foi analisar o comportamento de conversores CC-CC não isolados alimentados por **um sistema fotovoltaico de baixa potência**, utilizando esse sistema como contexto para investigar suas limitações, possibilidades de implementação e desempenho sob condições reais de operação. Embora inicialmente a proposta estivesse direcionada ao desenvolvimento de um sistema de alimentação fotovoltaica, o desenvolvimento mostrou que a maior complexidade não estava na geração ou no armazenamento da energia, mas na capacidade de convertê-la e controlá-la de forma eficiente.

Os resultados obtidos mostraram que a implementação prática apresentou diferenças relevantes em relação aos modelos teórico e simulado. As perdas dissipativas, as limitações dos componentes, as restrições da fonte de alimentação e as condições reais de montagem influenciaram diretamente as tensões obtidas na saída dos conversores. Como consequência, o trabalho evoluiu de uma tentativa de reproduzir modelos ideais para uma abordagem baseada em margens de projeto e em condições reais de operação.

Entre as topologias estudadas, o conversor BUCK apresentou limitações diante das especificações estabelecidas, principalmente pela pequena diferença entre as tensões de entrada e de saída. O conversor SEPIC demonstrou maior flexibilidade de operação, enquanto o conversor BOOST apresentou o melhor potencial para atender às especificações definidas quando associado ao circuito de controle e dimensionado considerando o pior cenário de alimentação.

Conclui-se que o desempenho de conversores alimentados por sistemas fotovoltaicos não depende apenas das relações matemáticas que descrevem cada topologia, mas também das limitações impostas pelos componentes, pelas perdas dissipativas e pelas condições reais de implementação. Ainda que um sistema completo de alimentação fotovoltaica não tenha sido implementado, os ensaios realizados permitiram estabelecer critérios de dimensionamento, compreender os limites das topologias estudadas e produzir uma base experimental para futuros trabalhos envolvendo conversores estáticos aplicados ao condicionamento de energia fotovoltaica.

Com relação às conclusões quantitativas, os conversores avaliados sob as especificações estabelecidas — tensão de entrada de **6 V** e tensões de saída de **5 V**

e **12 V** — apresentaram, **nos ensaios realizados**, reduções de tensão **tipicamente compreendidas entre 2 V e 3,5 V** em relação aos valores projetados. Para o conversor BOOST, a razão cíclica teórica de interesse era **0,5**, porém os resultados experimentais mostraram a necessidade de valores superiores para compensar as perdas observadas. Diferentemente do conversor BOOST, o conversor BUCK não apresentou margem suficiente entre as tensões de entrada e de saída para contornar as limitações resistivas do circuito. Mesmo operando com razões cíclicas próximas da unidade, seu desempenho permaneceu incompatível com as especificações estabelecidas.

As resistências equivalentes de cargas utilizadas nos ensaios variaram de **2,2 Ω** a **200 Ω** , enquanto a temperatura observada nos MOSFETs experimentados variou aproximadamente entre **36 °C** e **110 °C**, evidenciando a influência das condições de operação sobre a dissipação de potência e o comportamento dos semicondutores.

Por fim, os resultados indicam que o investimento em circuitos de controle, no aperfeiçoamento dos procedimentos de projeto e na evolução das técnicas de implementação mostra-se mais promissor para elevar o desempenho dos conversores do que a simples confiança no comportamento teórico das topologias, reforçando a importância da validação experimental no desenvolvimento de sistemas de conversão de energia.

6 REFERÊNCIAS

ANALOG DEVICES. *LTspice*. Versão 24.0.12. Wilmington, MA: Analog Devices, 2024. Disponível em: <https://www.analog.com/ltspice>. Acesso em: 7 nov. 2025.

ARRABAÇA, Devair A.; GIMENEZ, Salvador P. *Conversores de energia elétrica CC-CC para aplicações em eletrônica de potência: conceitos, metodologia de análise e simulação*. 1. ed. São Paulo: Érica, 2013.

BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. *Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados*. 2. ed. rev. Florianópolis: Ed. dos Autores, 2006.

BOYLESTAD, Robert L. *Introdução à análise de circuitos*. 12. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2012.

BRAGA, Newton C. *Como funciona o comparador de tensão (ART1511)*. São Paulo: Instituto Newton C. Braga, [2026]. Disponível em: <https://www.newtonbraga.com.br/como-funciona/12973-como-funciona-o-comparador-de-tensao-art1511.html>. Acesso em: 2 maio 2026.

CALIFORNIA INSTITUTE OF TECHNOLOGY (Caltech). In a First, Caltech's Space Solar Power Demonstrator Wirelessly Transmits Power in Space. Pasadena: Caltech, 1 jun. 2023. Disponível em: <https://www.caltech.edu/about/news/in-a-first-caltechs-space-solar-power-demonstrator-wirelessly-transmits-power-in-space>. Acesso em: 10 jul. 2026.

CASTRO, Rui. *Modelação de sistemas fotovoltaicos usando Matlab/Simulink*. [S. l.]: ResearchGate, 2019. Disponível em: https://www.researchgate.net/publication/258211790_Modelacao_de_sistemas_fotovolticos_usando_MatlabSimulink. Acesso em: 6 jun. 2025.

FALSTAD, Paul. *CircuitJS1: electronic circuit simulator in the browser*. [S. l.]: Paul Falstad, [s.d.]. Disponível em: <https://www.falstad.com/circuit/>. Acesso em: 7 jul. 2026.

IBERDROLA. *Células fotovoltaicas: conheça sua evolução, seus diferentes tipos e as últimas inovações*. Bilbao: Iberdrola, [2026]. Disponível em: <https://www.iberdrola.com/quem-somos/nosso-modelo-inovacao/celulas-fotovoltaicas-fotoeletricas>. Acesso em: 15 mar. 2026.

IN A FIRST, CALTECH'S SPACE SOLAR POWER DEMONSTRATOR WIRELESSLY TRANSMITS POWER IN SPACE. California Institute of Technology, Pasadena, 1 jun. 2023. Disponível em: <https://www.caltech.edu/about/news/in-a-first-caltechs-space-solar-power-demonstrator-wirelessly-transmits-power-in-space>. Acesso em: 8 jul. 2026.

INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY AGENCY (IRENA). *Renewable capacity statistics 2026*. Abu Dhabi: IRENA, 2026. Disponível em:

https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2026/Mar/IRENA_DAT_RE_capacity_statistics_2026.pdf. Acesso em: 2 jul. 2026.

KICAD DEVELOPERS TEAM. *KiCad*. Versão 9.0.8. [S. l.]: KiCad Developers Team, 2025. Disponível em: <https://www.kicad.org>. Acesso em: 23 abr. 2026.

LANA, Thiago Rocha *et al.* *Energia solar fotovoltaica: revisão bibliográfica*. *Revista Mythos*, v. 15, n. 1, p. 55-66, 2021. Disponível em: <https://periodicos.unis.edu.br/mythos/article/view/467>. Acesso em: 6 jun. 2025.

LINDEN, David (ed.). *Handbook of batteries*. 2. ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
MACHADO, Wesller Calcagno. *Projeto e controle de conversor CC-CC clássico para carregador de baterias de lítio*. 2023. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Escola de Engenharia, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2023. Disponível em: <https://lume.ufrgs.br/handle/10183/262129>. Acesso em: 6 jun. 2025.

MALVINO, Albert P. *Eletrônica*. v. 1-2. 4. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2009.

NILSSON, James W.; RIEDEL, Susan A. *Circuitos elétricos*. 5. ed. Rio de Janeiro: LTC, 1999.

NIKKUNI, Flávio Ryoichi. *Avaliação das propriedades estruturais e eletroquímicas de ligas de hidreto metálico MgNi modificadas*. 2008. Dissertação (Mestrado em Físico-Química) – Instituto de Química de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2008.

ON SEMICONDUCTOR. *Programmable precision references TL431A, B series, NCV431A, B series: datasheet*. Scottsdale, AZ: ON Semiconductor, 2025. Disponível em: <https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/tl431-d.pdf>. Acesso em: 7 fev. 2026.

RASHID, Muhammad H. *Eletrônica de potência*. 4. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014.

SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth C. *Microeletrônica*. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2007.

TEXAS INSTRUMENTS. *LM111, LM211, LM311 differential comparators: datasheet*. Rev. W. Dallas: Texas Instruments, 2024. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm111-n.pdf>. Acesso em: 7 jul. 2026.

TOCCI, Ronald J.; WIDMER, Neal S.; MOSS, Gregory L. *Sistemas digitais: princípios e aplicações*. 10. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2007.

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA. *LEP – Laboratório de Eletrônica de Potência – Educacional*. Versão beta 5. Ilha Solteira: UNESP, 2009. 1 CD-ROM.

USBERCO, João; SALVADOR, Edgard. *Química essencial*. Volume único. 3. ed. São Paulo: Saraiva, 2005.

VIVER DE ELÉTRICA. *Tabela de fio AWG completa*. 2024. 1 imagem. Disponível em: <https://viverdeeletrica.com/wp-content/uploads/2022/02/tabela-de-fio-AWG-6-1.jpg.webp>. Acesso em: 7 jul. 2026.