



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO

PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIAS

CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

JOILSON DE SOUZA FÉLIX

**MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC SEPIC
MODIFICADO COM CONTROLE MPPT PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS**

CARAÚBAS/RN

2025

JOILSON DE SOUZA FÉLIX

**MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC SEPIC
MODIFICADO COM CONTROLE MPPT PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado à
Universidade Federal Rural do Semi-Árido
como requisito para obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Antônio Alisson Alencar
Freitas

Co-orientador: Prof. Me. José Ailton L.
Barboza Júnior

CARAÚBAS/RN

2025

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográfico

F316m Félix, Joilson de Souza.
Modelagem e simulação de um conversor CC-CC
SEPIC modificado com controle MPPT para aplicações
em sistemas fotovoltaicos / Joilson de Souza
Félix. - 2025.
90 f. : il.

Orientador: Antônio Alison Alencar Freitas.
Coorientador: José Ailton L. Barboza Júnior.
Monografia (graduação) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Curso de Ciência e
Tecnologia, 2025.

1. Conversores CC-CC. 2. SEPIC modificado. 3.
MPPT. 4. Sistemas fotovoltaicos. 5. Simulação. I.
Freitas, Antônio Alison Alencar, orient. II.
Barboza Júnior, José Ailton L., co-orient. III.
Título.

Ficha catalográfica elaborada por sistema gerador automático em conformidade
com AACR2 e os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Biblioteca Campus Caraúbas
Bibliotecária: Sarah Freire Bezerra
CRB: 15/1052

JOILSON DE SOUZA FÉLIX

**MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC SEPIC
MODIFICADO COM CONTROLE MPPT PARA APLICAÇÕES EM
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de conclusão de curso
apresentado à Universidade Federal
Rural do Semi-Árido como requisito
para obtenção do título de Bacharel em
Engenharia Elétrica.

Defendida em: 17/12/2025.

BANCA EXAMINADORA

Documento assinado digitalmente
 **ANTONIO ALISSON ALENCAR FREITAS**
Data: 18/12/2025 14:36:15-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

ANTÔNIO ALISSON ALENCAR FREITAS, Prof. Dr. (UFERSA)

Orientador

Documento assinado digitalmente
 **JOSE AILTON LEO BARBOZA JUNIOR**
Data: 17/12/2025 22:17:53-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

JOSÉ AILTON L. BARBOZA JÚNIOR, Prof. Me. (UFERSA)

Co-orientador

Documento assinado digitalmente
 **AKIRA COUZACK DE FREITAS COSTA**
Data: 17/12/2025 20:14:40-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

ÁKIRA COUZACK DE FREITAS COSTA, Eng. (Vantech Technology)

Membro Examinador

Documento assinado digitalmente
 **MARIA VICTORIA DA SILVA OLIVEIRA**
Data: 17/12/2025 20:07:41-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

MARIA VICTÓRIA DA SILVA OLIVEIRA, Eng. (ISTE)

Membro Examinador

Aos meus pais, Luiz e Ceição

Ao meu irmão Erick

À minha família

Aos meus amigos e colegas de faculdade

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, à minha família, alicerce de tudo o que sou. Em especial aos meus pais, Luiz Félix Torres e Maria da Conceição de Souza, cuja dedicação silenciosa e amor inabalável sempre me impulsionaram a crescer pela educação e a me tornar alguém digno do mundo. Foram vocês que, mesmo diante das dificuldades, estenderam todas as pontes possíveis para que eu tivesse acesso a um ensino de qualidade. Com muito amor e carinho, este trabalho também é de vocês.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Antônio Alisson Alencar Freitas, minha sincera gratidão pelos ensinamentos, pela confiança e pela oportunidade de realizar esta pesquisa. Seu exemplo acadêmico e humano me guiou em cada etapa deste processo. Ao meu coorientador, Me. José Ailton L. Barboza Júnior, cuja generosidade intelectual e entusiasmo contagiante transformaram as orientações em verdadeiras conversas de crescimento. Obrigado pela paciência, pela amizade e pelo esforço constante em me ajudar a ir além.

Aos meus amigos e companheiros de jornada, Nadson Daniel e Luis Gustavo. O que dizer de quem caminha ao nosso lado do início ao fim? Vocês me ofereceram risadas que curam, irritações que fortalecem e incentivos que transformam. Foram mais que colegas, foram parte essencial desta história. Se há laureados nesta graduação, vocês o são para mim. Obrigado, meus amigos “barueis”, por fazerem da caminhada acadêmica um lugar mais leve e memorável. Amo vocês, meus amigos.

Ao meu primo e irmão de alma, Lucas Edson, agradeço a presença que não exige constância para ser verdadeira. Pelas conversas sobre o futuro, pelos conselhos nos momentos de queda, pelo acolhimento e pelos favores que talvez eu nunca consiga retribuir. Levo comigo cada gesto seu.

Aos meus irmãos de peito, Luiz Henrique e João Paulo. Luiz, alguém com quem compartilho mais que afinidades: compartilho visões, sonhos e aquele tipo raro de entendimento silencioso que só amizades profundas proporcionam. Obrigado pelos diálogos que me orientam, pelos momentos de calma e pela presença sincera. Sou profundamente grato por tudo. João Paulo, que transforma até o absurdo em motivo de riso. Você me tira do sério e, ao mesmo tempo, devolve leveza aos meus dias. É quem insiste para eu tentar mesmo quando acho impossível, quem me arranca das zonas de desânimo com naturalidade. Obrigado por seu apoio e amizade.

E às minhas queridas amigas, deixo um agradecimento especial. Luilma Carvalho, que surgiu na minha vida de forma inesperada e iluminou meus dias com sua leveza e espontaneidade. Admiro sua sinceridade e a forma simples como torna tudo mais leve. Mariane Ferreira, minha pequena grande amiga, dona de uma pureza e bondade únicas. Você acredita em mim com uma força que me impulsiona a ser melhor. Obrigado por cada gesto e por me lembrar do meu valor. Emanuela Ieda, presença essencial, que trouxe conforto, parceria e alegria para minha vida. Sua amizade é acolhedora e genuína, e não consigo imaginar meu caminho sem você nele.

A todas essas pessoas, minha eterna gratidão. Cada uma, à sua maneira, escreveu comigo este capítulo da minha vida. Sem vocês, nada disso teria sido possível.

“Somos um instante suspenso no tempo, uma
centelha que o universo acende para lembrar
que até o breve pode brilhar”

- Lobato. R.

RESUMO

O uso crescente de sistemas fotovoltaicos exige conversores CC-CC capazes de operar de forma eficiente sob variações de carga e irradiância. Neste contexto, o presente trabalho desenvolve a modelagem e simulação de um conversor SEPIC modificado com célula multiplicadora de tensão e controle de *Maximum Power Point Tracking* (MPPT – Ponto de Máxima Transferência de Potência), visando aplicações em sistemas fotovoltaicos com tensão de saída próxima a 380 Vcc. Inicialmente, realiza-se o estudo teórico das topologias clássicas de conversores, dos modos de condução e das técnicas de elevação de tensão, estabelecendo as bases para o projeto da topologia proposta. Em seguida, são calculados os componentes do conversor e analisado seu comportamento por meio de simulações no software PSIM, tanto na configuração ideal quanto acoplado a um módulo fotovoltaico. Os resultados indicam forte coerência entre valores analíticos e simulados para tensões, com diferenças inferiores a 1 V, além da identificação natural de discrepâncias internas de corrente decorrentes da dinâmica numérica do chaveamento. Com o painel fotovoltaico, o conversor demonstrou operação estável e compatível com o ponto teórico. A implementação do MPPT, baseada na técnica pertuba e observa, elevou significativamente a potência extraída nas condições de 800 W/m² e 500 W/m², recuperando até 229 W em relação à operação com ciclo fixo, além de melhorar níveis de tensão e corrente. Em transições de irradiância, o controle também mostrou capacidade de reposicionar rapidamente o ponto de operação, reduzindo perdas energéticas. Dessa forma, o conversor SEPIC modificado e com MPPT demonstrou desempenho elevado, maior aproveitamento energético e comportamento consistente com o modelo analítico, apresentando-se como alternativa eficiente para integração em sistemas fotovoltaicos de médio porte.

Palavras-chave: Conversores CC-CC; SEPIC modificado; MPPT; sistemas fotovoltaicos; simulação.

ABSTRACT

The growing use of photovoltaic systems requires DC-DC converters capable of operating efficiently under variations in load and irradiance. In this context, this work develops the modelling and simulation of a modified SEPIC converter with a voltage multiplier cell and Maximum Power Point Tracking (MPPT) control, aiming at applications in photovoltaic systems with an output voltage close to 380 Vdc. Initially, a theoretical study of classic converter topologies, conduction modes, and voltage boosting techniques is carried out, establishing the basis for the proposed topology design. Next, the converter components are calculated and their behaviour is analysed through simulations in PSIM software, both in the ideal configuration and when coupled to a photovoltaic module. The results indicate strong consistency between analytical and simulated values for voltages, with differences of less than 1 V, in addition to the natural identification of internal current discrepancies resulting from the numerical dynamics of switching. With the photovoltaic panel, the converter demonstrated stable operation compatible with the theoretical point. The implementation of MPPT, based on the perturb and observe technique, significantly increased the power extracted under conditions of 800 W/m² and 500 W/m², recovering up to 229 W in relation to fixed cycle operation, in addition to improving voltage and current levels. In irradiance transitions, the control also showed the ability to quickly reposition the operating point, reducing energy losses. Thus, the modified SEPIC converter with MPPT demonstrated high performance, greater energy efficiency, and behaviour consistent with the analytical model, presenting itself as an efficient alternative for integration into medium-sized photovoltaic systems.

Keywords: DC-DC converters; modified SEPIC; MPPT; photovoltaic systems; simulation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Participação das renováveis na OIE.....	15
Figura 2 – Repartição da OIE.....	16
Figura 3 – Topologia dos conversores CC-CC clássicos.	22
Figura 4 – Carga e descarga de um indutor para cada modo de condução.	23
Figura 5 – Curva de ganho dos conversores CC-CC clássicos.	24
Figura 6 – Conversor SEPIC topologia básica.	26
Figura 7 – Formas de onda teóricas de correntes e tensões no conversor SEPIC em MCC. ...	27
Figura 8 – Etapa 1 de condução [0 à DT_s] no conversor SEPIC.	28
Figura 9 – Etapa 2 de condução [DT_s à T_s] no conversor SEPIC.....	29
Figura 10 – Principais estratégias de aumento de ganho em conversores CC-CC.....	34
Figura 11 – Células Abaixadoras (a) Dw1 (b) Dw2 (c) Dw3.	35
Figura 12 – Células Elevadoras (a) Up1 (b) Up2 (c) Up3.....	35
Figura 13 – Conversor SEPIC com célula Up3.....	37
Figura 14 – Estágios de comutação da célula Up3.....	37
Figura 15 – Conversor proposto.	39
Figura 16 – Formas de onda teóricas de correntes e tensões no conversor SEPIC-Up3 em MCC.	39
Figura 17 – Etapa 1 de condução [0 à DT_s] no conversor SEPIC-Up3.	41
Figura 18 – Etapa 2 de condução [DT_s à T_s] no conversor SEPIC-Up3.	43
Figura 19 – Ganho do conversor SEPIC versus conversor SEPIC + célula Up3.....	46
Figura 20 – Esquema de inserção e uso do conversor proposto na prática.	57
Figura 21 – Recorte do datasheet do painel Skymax RM-600W.	60
Figura 22 – Inserção de módulo solar no PSIM.	60
Figura 23 – Configuração do módulo solar no PSIM.....	61
Figura 24 – Blocos para gerar o sinal de PWM.	63
Figura 25 – Conversor proposto com fonte de tensão ideal e invariável, no PSIM.	64
Figura 26 – Formas de onda da simulação no conversor SEPIC-UP3 em MCC.	65
Figura 27 – Conversor proposto com painel solar, no PSIM.	69
Figura 28 – Formas de onda de potência, tensão e corrente para 1000 e 800W/m ²	70
Figura 29 – Formas de onda de potência, tensão e corrente para 1000 e 500W/m ²	71
Figura 30 – Conversor proposto com painel solar e MPPT, no PSIM.	74

Figura 31 – Painei + MPPT: Formas de onda de potência, tensão e corrente para 1000 e 800W/m ²	75
Figura 32 – Painei + MPPT: Formas de onda de potência, tensão e corrente para 1000 e 500W/m ²	76
Figura 33 – Comportamento da potência do conversor sem e com MPPT.....	78

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Ganho estático dos conversores clássicos.....	24
Tabela 2 – Possibilidade de conversores híbridos com células multiplicadoras.	36
Tabela 3 – Tensões e correntes médias no conversor SEPIC-Up3.....	55
Tabela 4 – Valores calculado dos parâmetros-base do projeto.	57
Tabela 5 – Valores calculados dos componentes do conversor, tensões e correntes.	58
Tabela 6 – Valores calculados e simulados de tensões e correntes no conversor proposto. ...	66
Tabela 7 – Valores médios obtidos na simulação do conversor proposto com painel solar. ..	72
Tabela 8 – Valores médios obtidos na simulação do conversor proposto com placa solar e MPPT.....	74
Tabela 9 – Conversor com painel versus conversor com painel solar e MPPT.	78

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC - Corrente contínua

Dw1 – Célula abaixadora de ganho tipo 1

Dw2 - Célula abaixadora de ganho tipo 2

Dw3 - Célula abaixadora de ganho tipo 3

EPE - Empresa de Pesquisa de Energia

MCC - Modo de condução contínua

MCD - Modo de condução descontínua

MCR - Modo de condução crítica

MMGD - Micro e Minigeração Distribuída

MPP - Ponto de máxima potência

MPPT - *Maximum Power Point Tracking*

OIE - Oferta Interna de energia

P&O - *Perturb and observe*

PSIM – *Power Simulation*

PWM - *Pulse Width Modulation*

REN21 - *Renewable Energy Policy Network for the 21st Century*

RN - Rio Grande do Norte

SEPIC - *Single-Ended Primary Inductance Converter*

Up1 - Célula elevadora de ganho tipo 1

Up2 - Célula elevadora de ganho tipo 2

Up3 - Célula elevadora de ganho tipo 3

VMCs - *Voltage Multiplier Cells*

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	15
1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO	15
1.2. JUSTIFICATIVA	17
1.3. ESTRUTURA DO TRABALHO	17
2. OBJETIVOS	19
2.1. GERAL	19
2.2. ESPECÍFICOS	19
3. REFERENCIAL TEÓRICO	20
3.1. CONVERSORES CC-CC	20
3.2.1. Definição	20
3.2.2. Tipos.....	21
3.2.3. Conversores clássicos	21
3.2. MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (MCC), DESCONTÍNUA (MCD) E CRÍTICO (MCCr)	22
3.3. CONVERSOR SEPIC – ETAPAS DE OPERAÇÃO EM MCC	25
3.3.1. Etapa 1 de operação [0 à DT_s]	28
3.3.2. Etapa 2 de operação [DT_s à T_s]	29
3.3.3. Ganho estático do SEPIC em MCC	30
3.3.4. Determinação das indutâncias L_1 e L_2	30
3.3.5. Determinação das capacitâncias C_1 e C_2.....	31
3.3.6. Determinação das tensões e correntes nos semicondutores S e D	32
3.4. TÉCNICAS DE ELEVAÇÃO DE TENSÃO.....	33
3.4.1. Células Multiplicadoras de Tensão	34
3.4.2. SEPIC com célula Up3 (Conversor proposto)	36
4. ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR PROPOSTO..	38

4.1. DEFINIÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO	38
4.2. OPERAÇÃO EM MCC.....	38
4.2.1. Etapa 1 de operação [0 à DT_s]	41
4.2.2. Etapa 2 de operação [DT_s à T_s]	43
4.2.3. Ganho estático do SEPIC-Up3 em MCC.....	45
4.2.4. Determinação das indutâncias L_1 , L_2 e L_3	46
4.2.5. Determinação das indutâncias C_1 e C_2	50
4.2.6. Determinação das tensões e correntes nos semicondutores S, D, D_1 , D_2 e D_3	51
4.2.7. Resumo dos equacionamentos do conversor	55
5. ESPECIFICAÇÕES E CONSIDERAÇÕES DO PROJETO.....	56
5.1. ESTRUTURAÇÃO DO PROJETO E DAS SIMULAÇÕES	56
5.2. PARÂMETROS DO PROJETO E DO CONVERSOR.....	57
5.3. COMPONENTES ELÉTRICOS	58
5.4. PARÂMETROS PARA OS MÓDULOS FOTOVOLTAICOS.....	59
5.5. CONTROLE POR MPPT.....	61
6. RESULTADOS E SIMULAÇÕES	64
6.1. CONVERSOR PROPOSTO COM FONTE DE TENSÃO IDEAL E INVARIÁVEL	64
6.2. CONVERSOR PROPOSTO COM PAINEL FOTOVOLTAICO	68
6.3. CONVERSOR PROPOSTO COM PAINEL FOTOVOLTAICO E MPPT	73
6.4. ANÁLISE COMPARATIVA DAS SIMULAÇÕES	78
7. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	81
REFERÊNCIAS	82

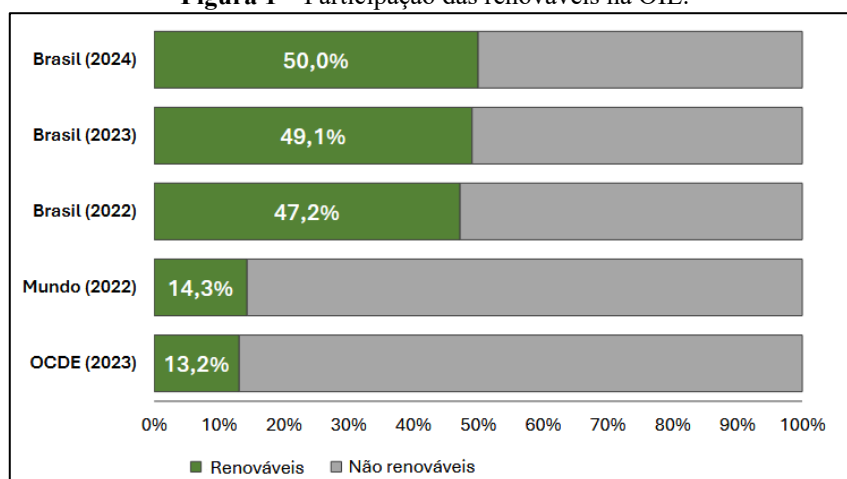
1. INTRODUÇÃO

1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO

O cenário energético mundial vem passando por uma transformação significativa nas últimas décadas, impulsionado pela crescente preocupação com as mudanças climáticas e pela busca por fontes de energia mais limpas e sustentáveis. De acordo com o relatório REN21 (2025), mais de 30% da capacidade global de geração elétrica em 2024 foi proveniente de fontes renováveis, com destaque para a energia solar fotovoltaica, que apresentou o maior crescimento entre todas as tecnologias de geração. Essa expansão é resultado direto da queda nos custos dos módulos fotovoltaicos e da adoção de políticas de incentivo à geração distribuída em diversos países.

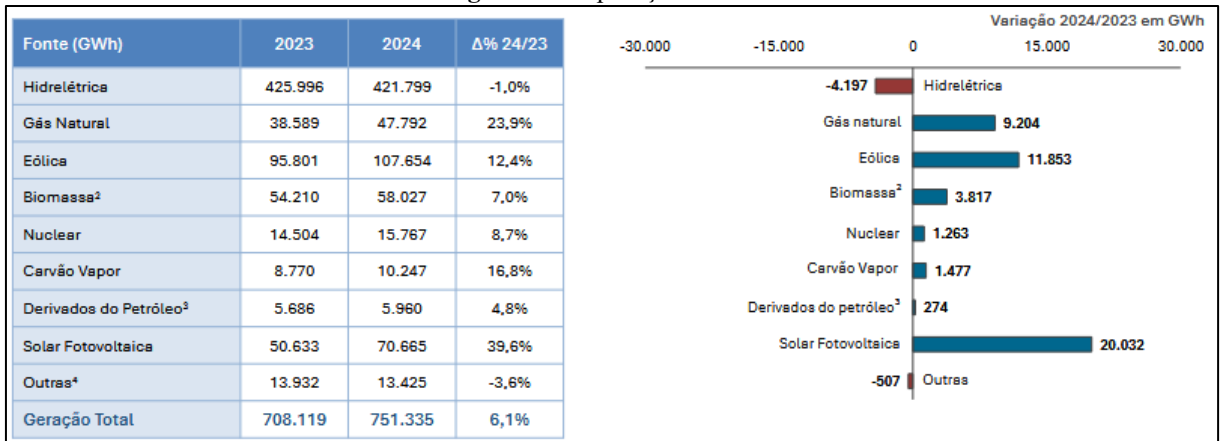
No Brasil, a transição energética também tem avançado de forma consistente. Segundo o Balanço Energético Nacional (EPE, 2025), a Oferta Interna de Energia (OIE), registrou um aumento nessa oferta vindo principalmente da participação das fontes de energia renovável como solar, biomassa e eólica, associado à queda de petróleo e derivados. De modo que no cenário da OIE é marcado por uma participação de 50% das energias renováveis (Figura 1).

Figura 1 – Participação das renováveis na OIE.



Fonte: EPE, 2025, p. 13.

Em destaque, devido a popularização da aquisição dos sistemas de Micro e Minigeração Distribuída (MMGD) proveniente da energia solar, ao analisar os dados da geração elétrica (em GWh) de 2023 a 2024 houve um aumento de cerca de 40% de geração proveniente do tipo Solar Fotovoltaica, se revelando como o maior crescimento entre esses anos se comparados aos outros tipos de geração, como exposto na Figura 2.

Figura 2 – Repartição da OIE.

Fonte: EPE, 2025, p. 19.

Nesse mesmo contexto, surgem novas arquiteturas de sistemas, como as microrredes e nanorredes. As microrredes correspondem a sistemas locais de geração, armazenamento e distribuição de energia que podem operar conectados à rede principal ou de forma isolada, garantindo flexibilidade e resiliência ao sistema elétrico. Já as nanorredes são estruturas menores e mais específicas, geralmente aplicadas ao uso individual por residências, edifícios, comunidades isoladas ou pequenas instalações, onde o objetivo é maximizar a eficiência e o uso direto de energia renovável (ALVES et al., 2024).

Uma das principais características das nanorredes em Corrente Contínua (CC) é a possibilidade de interligar diretamente as fontes de energia renovável — como painéis fotovoltaicos e baterias — às cargas também em CC, eliminando a necessidade de múltiplas conversões entre corrente contínua e alternada. Essa abordagem reduz perdas por conversão, aumenta a eficiência global do sistema e simplifica a arquitetura elétrica, o que é especialmente vantajoso em regiões remotas, como comunidades amazônicas, onde a infraestrutura elétrica tradicional é limitada (ALVES et al., 2024).

Assim, o uso de nanorredes em corrente contínua representa um avanço significativo na integração de fontes renováveis distribuídas, viabilizando soluções mais compactas, eficientes e sustentáveis para a geração e consumo de energia em pequena escala. Nesse cenário, os conversores CC-CC tornam-se elementos fundamentais, uma vez que possibilitam o controle e o condicionamento da tensão e corrente fornecidas por sistemas fotovoltaicos, garantindo estabilidade e compatibilidade com diferentes níveis de operação.

1.2. JUSTIFICATIVA

O elevado uso energias renováveis evidencia a necessidade de desenvolver sistemas capazes de fornecer energia elétrica de forma estável e eficiente, mesmo quando as fontes apresentam tensões de operação variáveis, como é o caso de painéis solares e baterias. Nessa perspectiva, os conversores CC-CC tornam-se essenciais para ajustar a tensão de saída de acordo com as exigências da carga, garantindo a confiabilidade do sistema (GARCIA, 2010).

Além da função de ajuste de tensão, os conversores CC-CC permitem integração direta entre diferentes fontes de energia e aplicações diversas, contribuindo para o aproveitamento otimizado da energia disponível. Eles são amplamente empregados em sistemas de alimentação chaveada, veículos elétricos e dispositivos de energias renováveis, mostrando-se indispensáveis para a modernização e eficiência de sistemas elétricos (TAVARES, 2019).

Os avanços em técnicas de chaveamento e controle de conversores CC-CC possibilitam equipamentos mais compactos, leves e eficientes (POZZATTI, 2015). A operação em alta frequência e o uso de topologias inovadoras, como o SEPIC, permitem reduzir perdas e melhorar o rendimento energético, tornando essas soluções mais adequadas às exigências de laboratórios, sistemas embarcados e aplicações em geração distribuída.

Diante desse cenário, o presente trabalho parte da seguinte questão de pesquisa: Como projetar e otimizar um conversor CC-CC do tipo SEPIC modificado para aplicações em sistemas fotovoltaicos, de modo a reduzir perdas e maximizar a eficiência na conversão de energia, garantindo estabilidade sob diferentes condições de carga e irradiação solar?

Dessa forma, a relevância deste trabalho se dá pela necessidade de aprimorar a eficiência de conversores CC-CC em sistemas fotovoltaicos. A proposta de modelar e simular um conversor SEPIC modificado com controle *Maximum Power Point Tracking* (MPPT – Ponto de Máxima Transferência de Potência) para tensão de saída até 380 Vcc, busca contribuir para soluções mais eficientes e confiáveis, permitindo a utilização otimizada da energia gerada e oferecendo subsídios para futuras pesquisas e aplicações práticas no ramo de energias renováveis.

1.3. ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho está organizado em sete capítulos, além das referências bibliográficas, estruturados de forma a apresentar de maneira clara e progressiva o desenvolvimento teórico, a modelagem e a simulação do conversor proposto.

O Capítulo 2 define o objetivo geral e os objetivos específicos, direcionando a pesquisa para a modelagem, simulação e análise do conversor SEPIC modificado com a célula multiplicadora UP3, aplicado a sistemas fotovoltaicos.

No Capítulo 3, apresenta-se o referencial teórico, reunindo os conceitos fundamentais sobre conversores CC-CC, suas principais topologias clássicas (*Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *Zeta*) e os modos de condução contínua, descontínua e crítica. Também são descritas as etapas de operação do conversor SEPIC convencional, o cálculo de seu ganho estático e o dimensionamento dos componentes essenciais, como indutores, capacitores e semicondutores. O capítulo ainda aborda técnicas de elevação de tensão encontradas na literatura, com foco nas *Voltage Multiplier Cells* (VMCs - Células Multiplicadoras de Tensão) e na topologia SEPIC modificada com a célula Up tipo 3 (Up3), que constitui o conversor proposto.

O Capítulo 4 trata da análise qualitativa e quantitativa do conversor SEPIC-Up3, descrevendo suas etapas de operação em modo de condução contínua (MCC), a dedução do ganho estático e a comparação com outras topologias de conversores de alto ganho. Essa análise permite compreender o comportamento da topologia e suas vantagens em relação às configurações convencionais.

No Capítulo 5, são apresentadas as especificações e considerações do projeto, abrangendo a organização das simulações, os parâmetros elétricos adotados, o dimensionamento dos componentes e as características dos módulos fotovoltaicos utilizados. Também é detalhada a implementação do controle MPPT, etapa fundamental para o desempenho do sistema.

O Capítulo 6 reúne os resultados obtidos nas simulações. Inicialmente, analisa-se o comportamento do conversor em MCC com fonte ideal, seguido da operação acoplada a um módulo fotovoltaico. Posteriormente, avalia-se o desempenho do sistema com a adição do MPPT. Os resultados são comparados aos valores teóricos, permitindo validar o modelo desenvolvido e demonstrar a eficiência da topologia SEPIC-Up3.

Por fim, o Capítulo 7 apresenta as considerações finais, sintetizando as principais conclusões do estudo, destacando as contribuições técnicas alcançadas e sugerindo perspectivas futuras, como o aprimoramento do conversor e a implementação experimental em sistemas fotovoltaicos reais.

2. OBJETIVOS

2.1. GERAL

Modelar e simular um conversor SEPIC modificado utilizando controle MPPT para o uso desse conversor em sistemas fotovoltaicos com saída até 380 Volts em corrente contínua.

2.2. ESPECÍFICOS

- Realizar um levantamento bibliográfico sobre projetos e estudos relacionados, fundamentando a escolha da topologia e das técnicas de controle adotadas;
- Efetuar o cálculo teórico e o dimensionamento dos componentes elétricos do conversor, como indutores, capacitores, diodo e chave semicondutora;
- Modificar a estrutura do conversor SEPIC de modo a elevar a tensão de saída até o valor previamente estabelecido;
- Projetar o circuito em uma ferramenta de simulação computacional capaz de gerar e analisar as formas de onda de tensão, corrente e potência;
- Implementar o controlador MPPT, ajustando seus parâmetros para garantir estabilidade, eficiência e rastreamento preciso do ponto de máxima potência;
- Comparar o desempenho do conversor com células fotovoltaicas, observando as variações de rendimento e estabilidade quando adicionado o MPPT;
- Validar o desempenho do conversor por meio das simulações, analisando sua eficiência e comportamento dinâmico sob diferentes condições de operação.

3. REFERENCIAL TEÓRICO

3.1. CONVERSORES CC-CC

Este capítulo tem como objetivo apresentar os fundamentos teóricos necessários para o entendimento e desenvolvimento do conversor proposto. São abordados os conceitos essenciais da eletrônica de potência relacionados aos conversores CC-CC, suas classificações, modos de operação e topologias tradicionais, com destaque para o conversor SEPIC e suas variações.

Inicialmente, são discutidos as definições e os tipos de conversores CC-CC, destacando suas aplicações em sistemas industriais, eletrônicos e de energias renováveis. Em seguida, são apresentados os modos de condução que caracterizam o comportamento dinâmico desses conversores, seguidos de uma análise detalhada do conversor SEPIC, incluindo suas etapas de operação e o cálculo de seu ganho estático no modo contínuo.

Além disso, o capítulo explora técnicas de elevação de tensão, como o acoplamento magnético e os multiplicadores de tensão, as quais visam aumentar o desempenho e a eficiência das topologias convencionais. Por fim, é apresentada a estrutura do conversor SEPIC modificado com a célula UP3, topologia proposta neste trabalho, que combina características de alta eficiência e elevado ganho de tensão,

3.2.1. Definição

Os conversores CC-CC, também chamados de *choppers*, são dispositivos da eletrônica de potência destinados a transformar uma tensão contínua de um nível fixo em outro ajustável. Em essência, funcionam como o equivalente em corrente contínua de um transformador em corrente alternada, permitindo tanto elevar quanto reduzir a tensão de uma fonte CC (RASHID, 2014). Esses circuitos utilizam o chaveamento rápido de dispositivos semicondutores para controlar a energia entregue à carga, apresentando alta eficiência, baixo peso e resposta dinâmica superior em comparação às fontes lineares (BARBI, 2006).

Devido a essas características, os conversores CC-CC são amplamente empregados em sistemas de tração elétrica, controle de motores, frenagem regenerativa e, mais recentemente, na conversão de energia proveniente de fontes renováveis, como painéis fotovoltaicos e baterias.

3.2.2. Tipos

Os conversores CC-CC podem ser classificados de duas formas principais: não isolados e isolados.

- Nos não isolados, a transferência de energia entre a fonte e a carga ocorre de forma direta, sem o uso de transformadores, sendo os principais exemplos os conversores *buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk* e SEPIC.
- Já os isolados utilizam transformadores de alta frequência para garantir separação galvânica entre entrada e saída, possibilitando maior segurança elétrica e flexibilidade de tensões (BARBI, 2006).

Independentemente da configuração, esses conversores permitem controle preciso de tensão e corrente, sendo essenciais em sistemas eletrônicos modernos e em aplicações que exigem eficiência energética e confiabilidade (RASHID, 2014).

3.2.3. Conversores clássicos

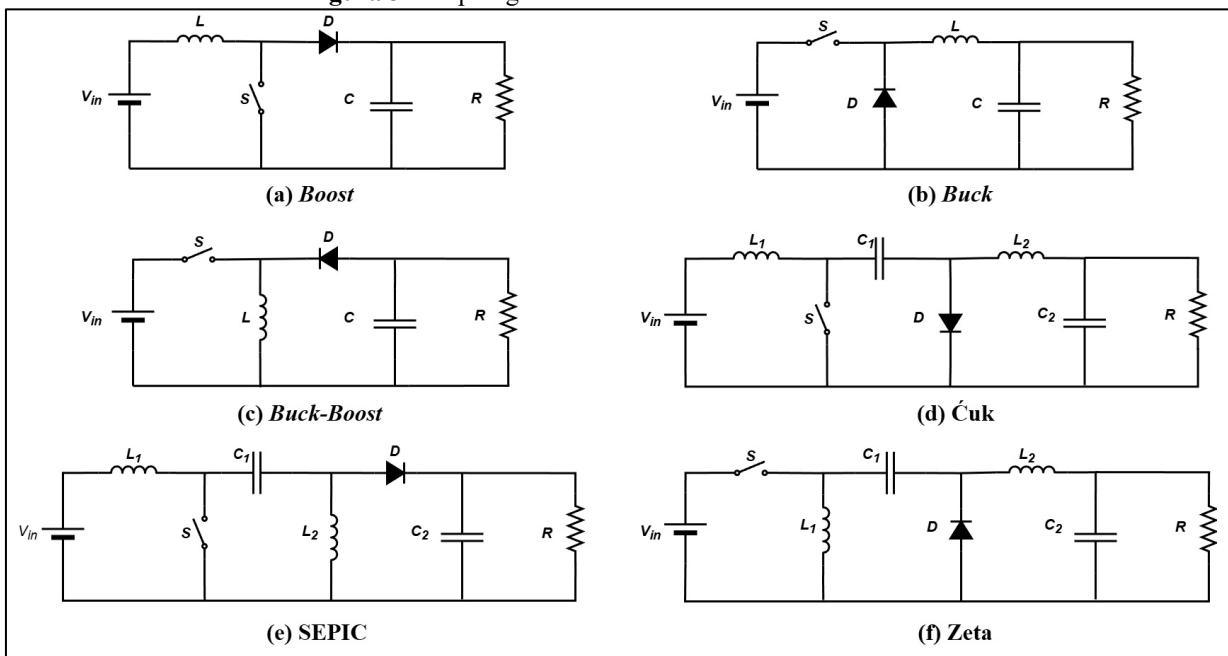
Os conversores CC-CC clássicos representam as topologias fundamentais da eletrônica de potência, sendo amplamente aplicados em sistemas de controle, alimentação e conversão de energia elétrica. Na literatura, entre os principais conversores dessa categoria destacam-se o *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Ćuk*, SEPIC e Zeta. A Figura 3, apresenta a topologia desses conversores, anteriormente, explicados.

O conversor *Buck* atua como abaixador de tensão, fornecendo na saída um valor inferior ao da entrada, com corrente contínua e baixa ondulação. O conversor *Boost*, por sua vez, eleva a tensão de saída acima da entrada, utilizando a energia armazenada no indutor para somá-la à da fonte durante o desligamento da chave. O *Buck-Boost* combina as duas funções anteriores, podendo tanto elevar quanto abaixar a tensão, porém inverte a polaridade de saída em relação à entrada. (HART, 2012; IOINOVICI, 2013).

O *Ćuk* é uma variação do *Buck-Boost* que emprega dois indutores e um capacitor de acoplamento, permitindo correntes de entrada e saída contínuas, ainda que com polaridade invertida. O SEPIC (*Single-Ended Primary Inductance Converter*) apresenta características semelhantes ao *Ćuk*, mas mantém a polaridade positiva da saída e pode operar como redutor ou elevador, dependendo do ciclo de trabalho. Por fim, o Zeta é o conversor complementar ao

SEPIC, apresentando ganho de tensão semelhante, porém com corrente de saída contínua e entrada descontínua (HART, 2012; IOINOVICI, 2013).

Figura 3 – Topologia dos conversores CC-CC clássicos.



Fonte: Adaptado de Hart (2012).

Esses conversores clássicos formam a base teórica e prática para o desenvolvimento de topologias modernas e híbridas que buscam maior eficiência, densidade de potência e flexibilidade de operação. A partir dessas estruturas fundamentais, surgem variações aprimoradas, como o SEPIC modificado com célula UP3, projetadas para ampliar o ganho estático e otimizar o desempenho em aplicações de energias renováveis e sistemas embarcados.

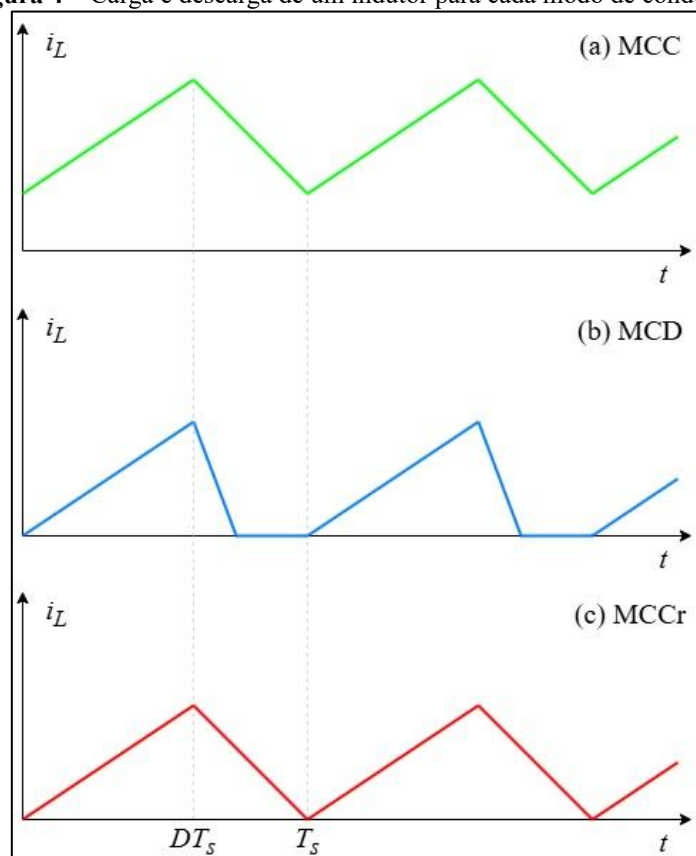
3.2. MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (MCC), DESCONTÍNUA (MCD) E CRÍTICO (MCCr)

A análise do comportamento da corrente nos indutores permite identificar o modo de condução em que o conversor CC-CC está operando. Quando a corrente no indutor nunca atinge o valor zero, ou seja, o componente é apenas parcialmente descarregado ao longo do ciclo de comutação, o sistema trabalha em modo de condução contínua (MCC). Nesse regime, a energia armazenada no indutor é constantemente transferida para a carga, proporcionando menor ondulação de corrente e melhor resposta dinâmica (POMILIO, 2004; HART, 2012).

Por outro lado, quando o indutor é totalmente descarregado durante parte do período de chaveamento, a corrente se anula e o circuito passa a operar em modo de condução descontínua (MCD). Nesse caso, a transferência de energia ocorre apenas em parte do ciclo, resultando em maior variação de corrente e comportamento mais dependente das condições de carga (HART, 2012).

Além desses modos, existe o modo de condução crítica (MCCr), no qual a corrente do indutor se torna nula exatamente ao final do período de comutação. Isso significa que o componente durante o período de chaveamento não consegue armazenar energia suficiente para suprir a os outros componentes e carga durante o período descarregamento, esse ponto representa a transição entre o MCC e o MCD, sendo frequentemente utilizado como referência em análises de desempenho e dimensionamento de conversores (PEDROLLO, 2015; TOFOLI, 2019). A Figura 4, exibe gráficos genéricos do comportamento desses indutores de acordo com o modo de condução explicados.

Figura 4 – Carga e descarga de um indutor para cada modo de condução.

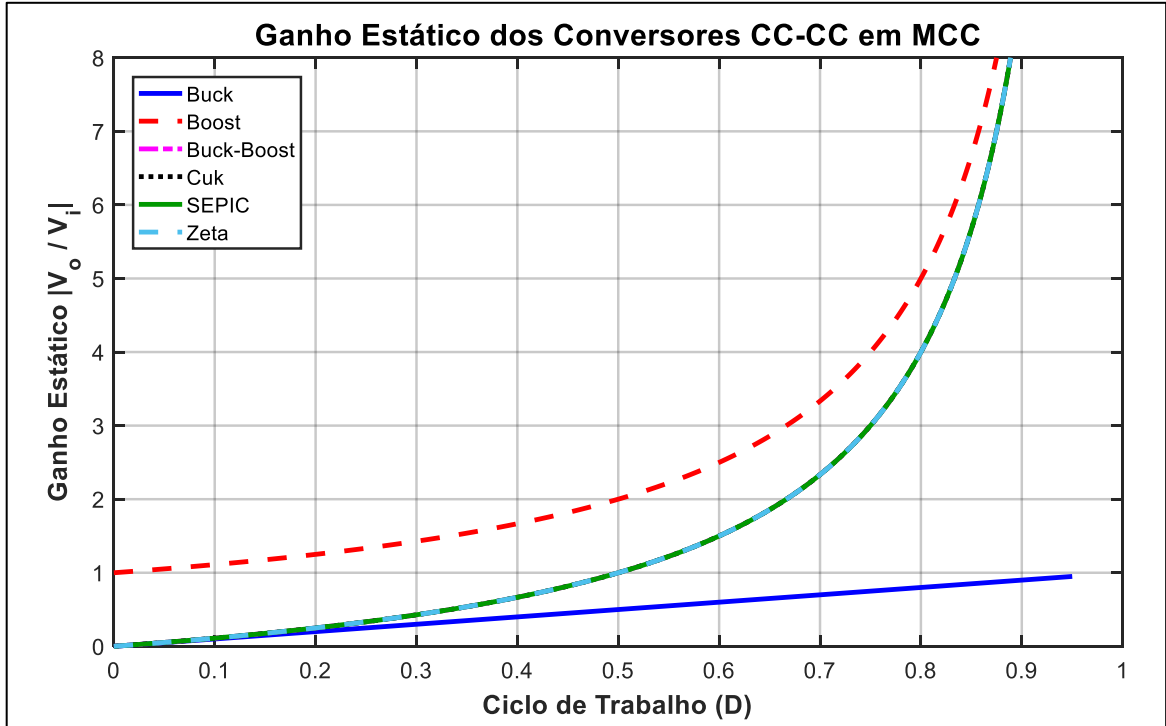


Fonte: Adaptado de Pedrollo (2015)

Neste trabalho, as análises qualitativa e quantitativa do conversor proposto serão realizadas apenas em modo de condução contínua (CCM). Pode-se observar o comportamento

desses ganhos de forma dinâmica à medida que se varia o ciclo de trabalho (D) de 0 a 1, pelo gráfico da Figura 5.

Figura 5 – Curva de ganho dos conversores CC-CC clássicos.



Fonte: Autor (2025)

Nesse regime, que será enfatizado nas seções seguintes, os conversores clássicos apresentam os ganhos estáticos mostrados na Tabela 1.

Tabela 1 – Ganho estático dos conversores clássicos.

Conversor/Topologia	Tipo	Ganho Estático (G) em MCC	Polaridade da saída em relação a entrada
<i>Buck</i>	Abaixador	$\frac{V_o}{V_{in}} = D$	Mesma polaridade
<i>Boost</i>	Elevador	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)}$	Mesma polaridade
<i>Buck-Boost</i>	Abaixador/Elevador	$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{D}{(1-D)}$	Inverte
Ćuk	Abaixador/Elevador	$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{D}{(1-D)}$	Inverte
Zeta	Abaixador/Elevador	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{(1-D)}$	Mesma polaridade
SEPIC	Abaixador/Elevador	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{(1-D)}$	Mesma polaridade

Fonte: Autor (2025)

De forma geral, o *Buck* apresenta uma relação linear direta, reduzindo a tensão de saída conforme $V_o/V_i = D$. Ou seja, quanto maior o ciclo de trabalho, maior a saída, mas sempre

menor que a entrada. O *Boost* exibe uma curva não linear crescente, com $V_o/V_i = 1/(1 - D)$, mostrando que, conforme D se aproxima de 1, a tensão de saída tende ao infinito — caracterizando o comportamento elevador.

Os conversores *Buck-Boost* e *Ćuk* têm curvas semelhantes, com $V_o/V_i = -D/(1 - D)$, ou seja, são inversores de polaridade e podem reduzir ou elevar a tensão dependendo de D .

Já os conversores SEPIC e Zeta compartilham o mesmo ganho $V_o/V_i = D/(1 - D)$, idêntico ao do Boost em magnitude, mas mantendo a polaridade da entrada. Eles operam tanto como redutores quanto como elevadores, dependendo do valor de D .

As curvas do *Buck-Boost*, *Ćuk*, SEPIC e Zeta no gráfico da Figura 5, estão sobrepostas, pois em módulo apresentam o mesmo comportamento gráfico.

3.3. CONVERSOR SEPIC – ETAPAS DE OPERAÇÃO EM MCC

A presente seção, realiza a explicação do funcionamento de um conversor SEPIC em MCC. As demonstrações de cálculos e referências do texto são baseadas, principalmente, nos livros *Eletrônica de Potência* (HART, 2012), *Power Electronics and Energy Conversion Systems* (IOINOVICI, 2013), *Conversores CC-CC não isolados: Análise, modelagem e controle* (TOFOLI, 2018) e com adaptações do autor. Nas próximas seções, será apresentada a versão modificada desse conversor, assim como as principais diferenças para a topologia original.

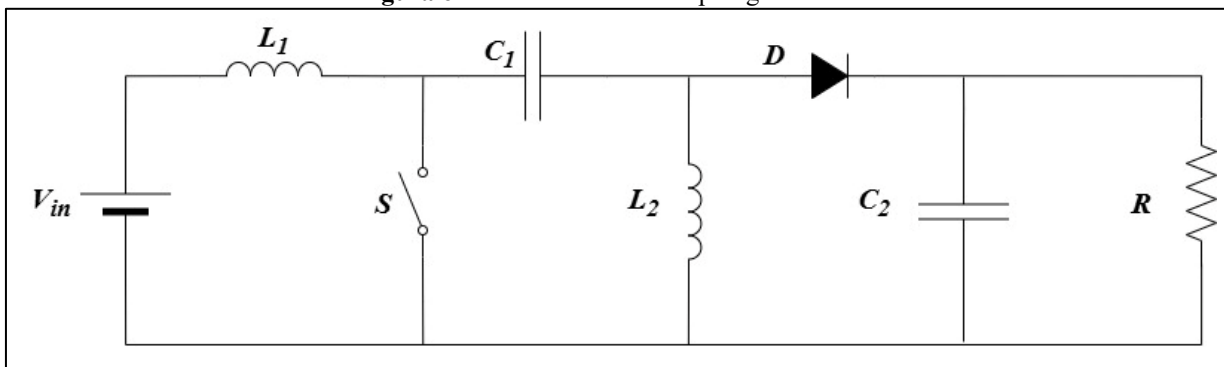
O conversor SEPIC foi desenvolvido quase ao mesmo tempo que o conversor *Ćuk*, e os dois possuem muitas semelhanças. Ambos utilizam dois indutores e dois capacitores, podendo aumentar ou diminuir a tensão conforme o ciclo de trabalho. Além disso, apresentam corrente de entrada contínua, o que reduz ruídos e melhora o desempenho, sendo muito aplicados em circuitos de correção do fator de potência quando operam em modo descontinuo.

No SEPIC, a característica de fonte de corrente na entrada ocorre por causa do indutor em série com a fonte de tensão, enquanto a característica de fonte de tensão na saída se deve ao capacitor conectado em paralelo com a carga.

A principal diferença em relação ao conversor *Ćuk* é que o SEPIC mantém a polaridade da tensão de entrada na saída, sendo um conversor não inversor, enquanto o *Ćuk* inverte essa polaridade. Em contrapartida, o SEPIC apresenta corrente de saída pulsante, o que exige o uso

de um capacitor de filtro maior para suavizar a tensão e garantir estabilidade. A Figura 6 exibe esse conversor.

Figura 6 – Conversor SEPIC topologia básica.



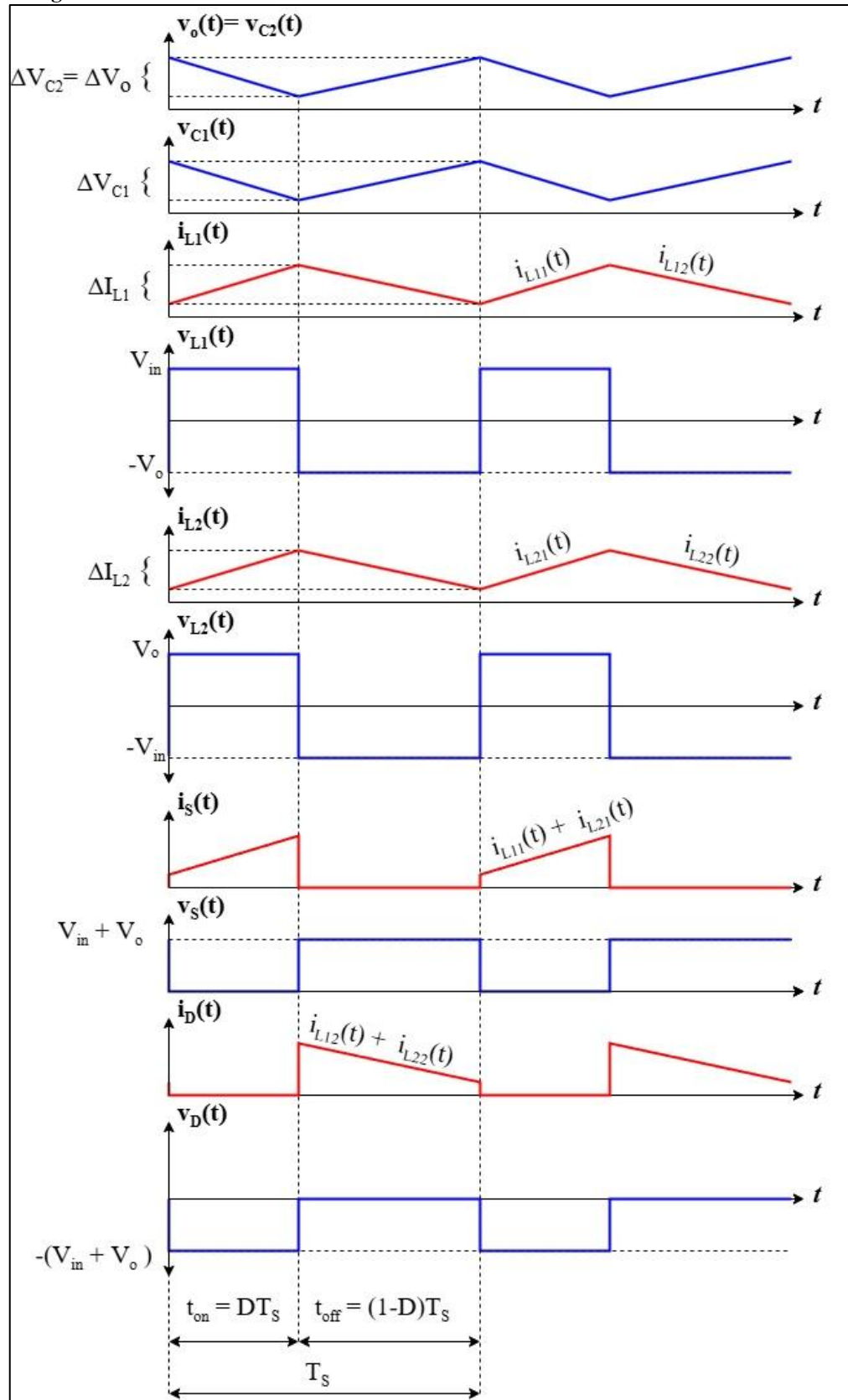
Fonte: Autor (2025).

O MOSFET, atuando como chave ou interruptor controlado (S), é acionado por um sinal de *Pulse Width Modulation* (PWM) que realiza o processo de chaveamento. Quando o sinal aplicado ao *gate* (gatilho) está em nível alto, o MOSFET entra em condução; quando o sinal está em nível baixo, ele interrompe a condução. A frequência de comutação (f_s) corresponde ao número de vezes que o pulso de controle é aplicado ao *gate* por segundo.

Analogamente, o período de comutação (T_s) é o intervalo de tempo correspondente a um ciclo completo de chaveamento, ou seja, o inverso da frequência de comutação ($T_s = 1/f_s$). Conforme o modo de operação do conversor, define-se o ciclo de trabalho ou razão cíclica (D , do inglês *duty cycle*), que representa a fração do período em que a chave permanece conduzindo (“on”), esse valor varia de 0 a 1. Assim, o tempo em condução é dado por $t_{on} = D \cdot T_s$ e o tempo em corte por $t_{off} = (1 - D) \cdot T_s$. Devido a esse chaveamento, o conversor apresenta duas etapas de condução, sendo uma dentro dos seguintes intervalos de tempo: $[0 \text{ à } DT_s]$ e $[DT_s \text{ à } T_s]$. A Figura 8 e 9 demonstram as duas etapas do conversor SEPIC em MCC.

Na Figura 7, é possível observar as correntes e tensões nos componentes ao decorrer do período de comutação da chave e as etapas de operação desse conversor.

Figura 7 – Formas de onda teóricas de correntes e tensões no conversor SEPIC em MCC.



Fonte: Adaptador de Tofoli (2018).

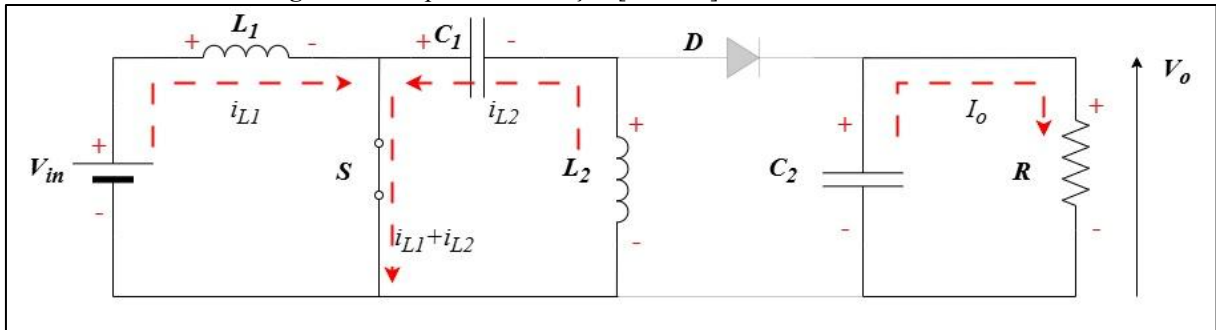
Para a análise das seguintes seções, considere as seguintes condições:

- Os indutores e capacitores tem valores, suficientemente altos, de modo que não são totalmente descarregados durante as transições de chaveamento e, portanto, operam no modo de condução contínua;
- O circuito está funcionando no modo estável, em regime permanente, apresentando formas de onda periódicas de tensão e corrente nos componentes;
- Os diodos e chaves são ideais, logo não fornecem perdas ao conversor. E, o conversor tem 100% de eficiência, ou seja, não apresenta perda por parte dos seus componentes e nem uma outra perda adjacente a ele;
- Para uma taxa de trabalho D , a chave fica fechada por um tempo DT_s e aberta por $(1-D)T_s$.

3.3.1. Etapa 1 de operação [0 à DT_s]

A primeira etapa operação está dentro do intervalo de tempo de 0 à t_{on} , ou seja, de 0 à $D \cdot T_s$. E o comportamento dos componentes é a o seguinte (Figura 8):

Figura 8 – Etapa 1 de condução [0 à DT_s] no conversor SEPIC.



Fonte: Autor (2025).

O interruptor S conduz e o diodo D permanece bloqueado já que está reversamente polarizado. As correntes nos indutores L_1 e L_2 crescem linearmente, enquanto o capacitor de acoplamento C_1 é carregado pela fonte de entrada V_{in} , armazenando energia. Nesse intervalo, o capacitor de saída C_2 , previamente carregado, fornece energia à carga R , mantendo a tensão de saída V_o .

Dada as circunstâncias dessa etapa de acordo com o estudo da literatura a seguir serão exibidas as principais equações desse conversor em MCC na primeira etapa:

V_{L1} e V_{L2} são as tensões nos indutores L_1 e L_2 na 1ª etapa, respectivamente. Considerando as tensões médias nos indutores livre de ondulações na análise:

$$V_{L1} = V_{in} \quad (1)$$

$$V_{L2} = V_{C1} \quad (2)$$

As ondulações (variação $di_L(t)$) nos indutores L_1 e L_2 como sendo ΔI_{L1} e ΔI_{L2} . Assim:

$$\Delta I_{L1} = I_{L1(máx)} - I_{L1(mín)} \quad (3)$$

$$\Delta I_{L2} = I_{L2(máx)} - I_{L2(mín)} \quad (4)$$

Tensões da fonte de entrada e do capacitor C_1 podem ser expressos em termos de:

$$V_{in} = L_1 \frac{\Delta I_{L1} f_s}{D} \quad (5)$$

$$V_{C1} = L_2 \frac{\Delta I_{L2} f_s}{D} \quad (6)$$

Ondulação das correntes ΔI_{L1} e ΔI_{L2} :

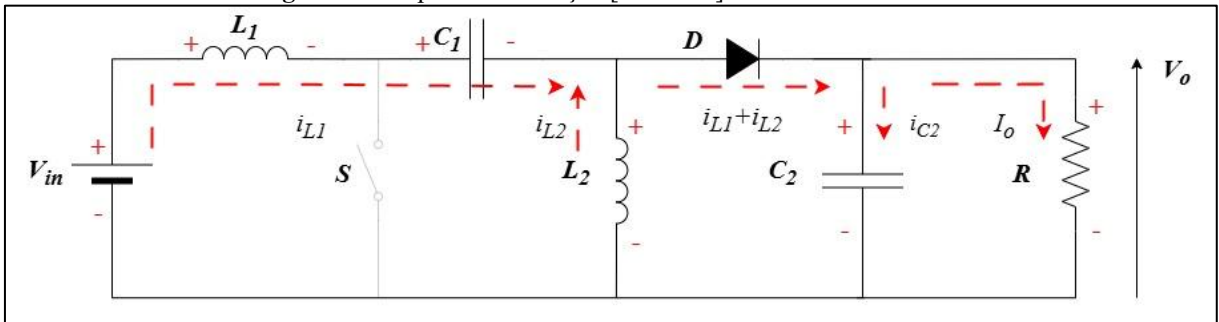
$$\Delta I_{L1} = \frac{DV_{in}}{f_s L_1} \quad (7)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{DV_{C1}}{f_s L_2} \quad (8)$$

3.3.2. Etapa 2 de operação [DT_s à T_s]

A segunda etapa operação está dentro do intervalo de tempo de t_{on} à T_s , ou seja, de $D \cdot T_s$ à T_s . E o comportamento dos componentes é a o seguinte (Figura 9):

Figura 9 – Etapa 2 de condução [DT_s à T_s] no conversor SEPIC.



Fonte: Autor (2025).

O interruptor S é desligado/bloqueado e o diodo D passa a conduzir. Assim, a energia armazenada em L_1 e C_1 é transferida para L_2 e para a carga R , enquanto as correntes nos dois indutores diminuem linearmente. O capacitor de saída C_2 é novamente carregado pelos dois indutores L_1 e L_2 , sustentando a tensão até o início do próximo ciclo. O indutor L_2 fica em paralelo com a carga R e a tensão no indutor passa a ser V_{out} .

V_{L1} e V_{L2} são as tensões nos indutores L_1 e L_2 na 2ª etapa, respectivamente. Considerando as tensões médias nos indutores livre de ondulações na análise:

$$V_{L1} = V_{in} - V_{c1} - V_o \quad (9)$$

$$V_{L2} = V_o \quad (10)$$

Análogo a primeira etapa:

$$\Delta I_{L1} = I_{L1(máx)} - I_{L1(mín)} \quad (11)$$

$$\Delta I_{L2} = I_{L2(máx)} - I_{L2(mín)} \quad (12)$$

Tensões nos indutores:

$$V_{L1} = L_1 \frac{\Delta I_{L1} f_s}{(1-D)} \quad (13)$$

$$V_{L2} = L_2 \frac{\Delta I_{L2} f_s}{(1-D)} \quad (14)$$

Ondulações das correntes ΔI_{L1} e ΔI_{L2} :

$$\Delta I_{L1} = \frac{(1-D)(V_{in} - V_{c1} - V_o)}{f_s L_1} \quad (15)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{(1-D)V_o}{f_s L_2} \quad (16)$$

3.3.3. Ganho estático do SEPIC em MCC

Ganho estático G :

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o} = \frac{D}{(1-D)} \quad (17)$$

Analogamente às topologias *buck-boost*, Cúk e Zeta, pela equação (17), apresenta características abaixadora e elevadora quando:

- $D < 0,5 \rightarrow V_o < V_{in}$ (abaixador ou *buck*);
- $D = 0,5 \rightarrow V_o = V_{in}$;
- $D > 0,5 \rightarrow V_o > V_{in}$ (elevador ou *boost*).

3.3.4. Determinação das indutâncias L_1 e L_2

Correntes médias nos indutores:

$$I_{L1(méd)} = I_{in} \quad (18)$$

$$I_{L2(méd)} = I_o \quad (19)$$

Os valores de máximos e mínimos de I_{L1} e I_{L2} :

$$I_{L1(mín)} = I_{in} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (20)$$

$$I_{L2(mín)} = I_o - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (21)$$

$$I_{L1(máx)} = I_{in} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (22)$$

$$I_{L2(máx)} = I_o + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (23)$$

Considerando pequenas ondulações nas correntes dos indutores, inferior ou igual 20% da corrente na carga, os valores médios e eficaz são aproximadamente iguais (TOFOLI, 2018).

Caso, as ondulações sejam mais elevadas, é preciso considerar as formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$, observando a Figura 7. Para essa situação, os valores eficazes podem ser calculados dessa forma:

$$I_{L1(ef)} = \sqrt{\frac{12I_{in}^2 + \Delta I_{L1}^2}{12}} \quad (24)$$

$$I_{L2(ef)} = \sqrt{\frac{12I_o^2 + \Delta I_{L2}^2}{12}} \quad (25)$$

Indutâncias L_1 e L_2 :

$$L_1 = \frac{DV_{in}}{f_s \Delta I_{L1}} \quad (26)$$

$$L_2 = \frac{DV_{C1}}{f_s \Delta I_{L2}} \quad (27)$$

3.3.5. Determinação das capacitâncias C_1 e C_2

Capacitâncias C_1 e C_2 :

$$C_1 = \frac{DI_o}{\Delta V_{in} f_s} \quad (28)$$

$$C_2 = \frac{DI_o}{\Delta V_o f_s} \quad (29)$$

Caso, seja preciso deixar essas expressões em termos da corrente de entre I_{in} :

$$C_1 = \frac{I_{in}(1-D)}{\Delta V_{in} f_s} \quad (30)$$

$$C_2 = \frac{I_{in}(1-D)}{\Delta V_o f_s} \quad (31)$$

3.3.6. Determinação das tensões e correntes nos semicondutores S e D

Para melhor compreensão ver as formas de onda da Figura 7 e as etapas de operação nas Figuras 8 e 9. Inicialmente, na primeira etapa de operação, em que a chave S se encontra fechada, existe uma corrente passando por ela. Entretanto, considerando que essa chave é ideal, não existe resistência a tensão nesse trecho e ele se caracteriza como um curto ou um elemento condutor perfeito (teoricamente). Portanto, a tensão e corrente na chave S para essa etapa é:

$$V_S = 0 \quad (32)$$

$$I_S = i_{L1} + i_{L2} \quad (33)$$

Para a corrente média e eficaz que acontece durante o período de chave fechada (primeira etapa). Os valores médios e eficazes são dados por:

$$I_{S(méd)} = \frac{D I_o}{1-D} \quad (34)$$

$$I_{S(ef)} = \frac{D\{[(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})(1-D)]^2 + 12I_o^2\}}{12(1-D)^2} \quad (35)$$

Se considerar uma ondulação menor ou igual a 20%, tem-se:

$$I_{S(ef)} = \sqrt{D}(I_{in} + I_o) = \frac{\sqrt{D}I_o}{1-D} \quad (36)$$

A máxima tensão de bloqueio na chave:

$$V_{S(máx)} = V_{in} + V_o \quad (37)$$

De forma semelhante, por sua vez, na segunda etapa de operação, o diodo D se encontra polarizado diretamente. Existe uma corrente passando por esse componente, embora ele tenha o mesmo comportamento da chave para a primeira etapa operação, logo, a tensão e corrente é dada por:

$$V_D = 0 \quad (38)$$

$$I_D = i_{L1} + i_{L2} \quad (39)$$

Para a corrente média e eficaz que acontece durante o período de chave aberta (primeira etapa). Os valores médios e eficazes são dados por:

$$I_{D(méd)} = I_o \quad (40)$$

$$I_{D(ef)} = \sqrt{\frac{[(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})(1 - D)]^2 + 12I_o^2}{12(1 - D)}} \quad (41)$$

Se considerar uma ondulação menor ou igual a 20%, tem-se:

$$I_{D(ef)} = \frac{I_o}{\sqrt{1 - D}} \quad (42)$$

A máxima tensão sobre o diodo, durante a polarização reversa:

$$V_{D(máx)} = -(V_{in} + V_o) \quad (43)$$

3.4. TÉCNICAS DE ELEVAÇÃO DE TENSÃO

Apesar de os conversores CC-CC clássicos, como *Boost*, *Buck-Boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *Zeta*, apresentarem ganho estático teoricamente ilimitado à medida que a razão cíclica (D) se aproxima da unidade, na prática essa condição reduz significativamente sua eficiência. Em altos valores de D , as perdas por condução e comutação aumentam devido aos elevados picos de corrente e à necessidade de semicondutores de alta tensão, o que limita o desempenho e a aplicação dessas topologias em sistemas de alto ganho (SCHMITZ, 2020).

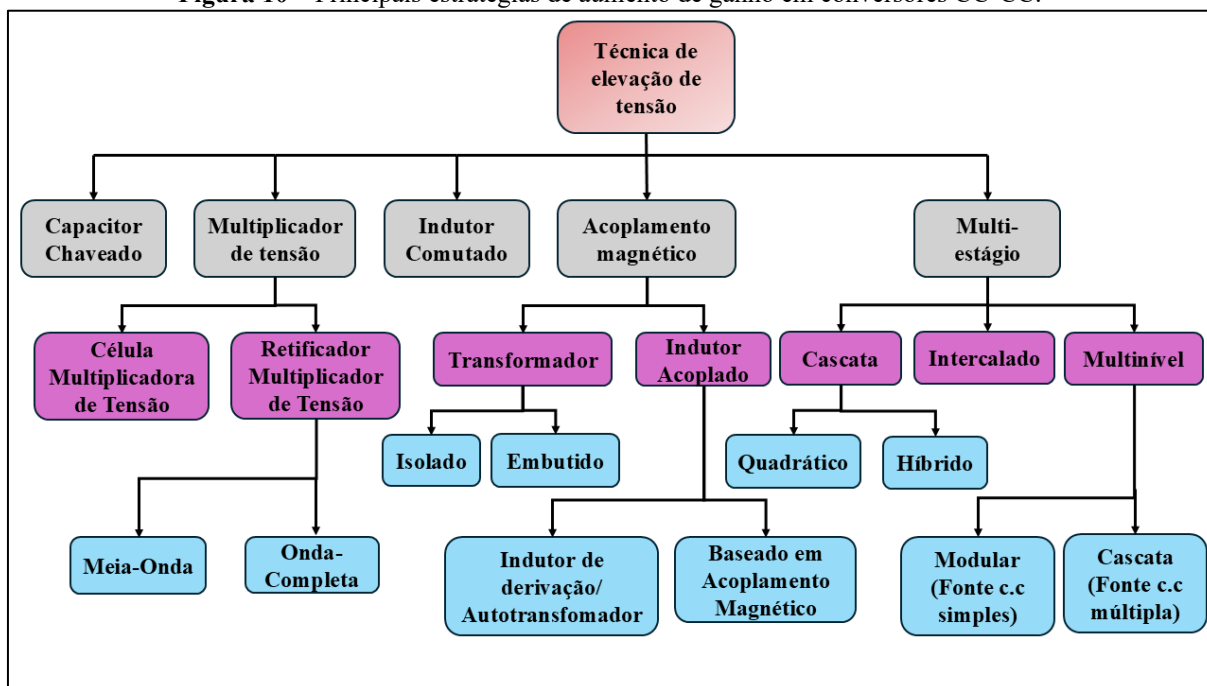
Para contornar essas limitações e obter maior ganho estático com melhores índices de eficiência, diversas técnicas de elevação de tensão foram desenvolvidas e aplicadas aos conversores básicos. Entre as mais recorrentes estão o cascadeamento de estágios, o uso de multiplicadores de tensão, capacitores ou indutores chaveados e o acoplamento magnético entre indutores, cada uma apresentando vantagens e restrições quanto à complexidade, custo e desempenho (SCHMITZ, 2020; TAVARES, 2019).

De acordo com Forouzesh et al. (2017), essas estratégias de aumento de ganho podem ser classificadas em cinco categorias principais (Figura 9):

1. Capacitores chaveados (Switched Capacitor – SC);
2. Multiplicadores de tensão (Voltage Multipliers – VM);

3. Indutores chaveados (Switched Inductor – SI);
4. Acoplamento magnético; e
5. Estruturas multiestágios.

Figura 10 – Principais estratégias de aumento de ganho em conversores CC-CC.



Fonte: Adaptado de Forouzesh et al. (2017)

Essas abordagens permitem ampliar o desempenho dos conversores não isolados, aumentando o rendimento, a densidade de potência e a confiabilidade, sem depender de valores extremos de razão cíclica (SCHMITZ, 2020).

Este trabalho, irá abordar o uso das células multiplicadoras tensão (VMCs). Pertencente ao grupo de multiplicadores de tensão. Na seção a seguir, será mais bem explicado algumas dessas células, bem como a adotada para este trabalho.

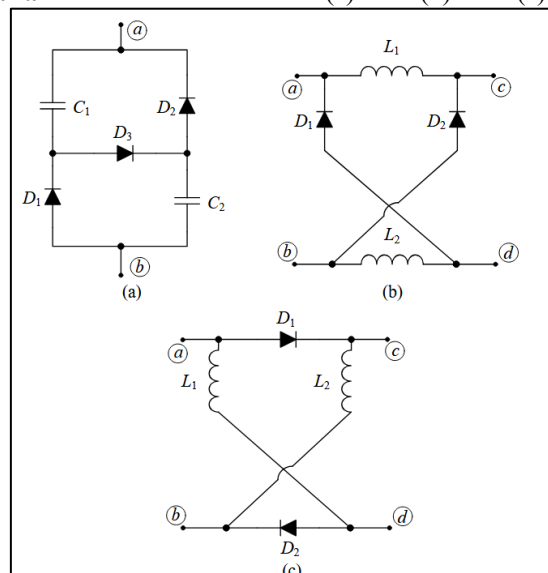
3.4.1. Células Multiplicadoras de Tensão

As Células Multiplicadoras de Tensão são estruturas desenvolvidas para aumentar o ganho estático de conversores CC-CC sem a necessidade de transformadores ou acoplamento magnético. Essas células, também conhecidas como *Voltage Multiplier Cells* (VMCs – Células Multiplicadoras de Tensão), operam baseadas em redes de capacitores, indutores e diodos (ou combinações de capacitores e indutores com chaves controladas) que se reconfiguram durante

o ciclo de comutação, acumulando e transferindo energia de forma escalonada entre os estágios do conversor.

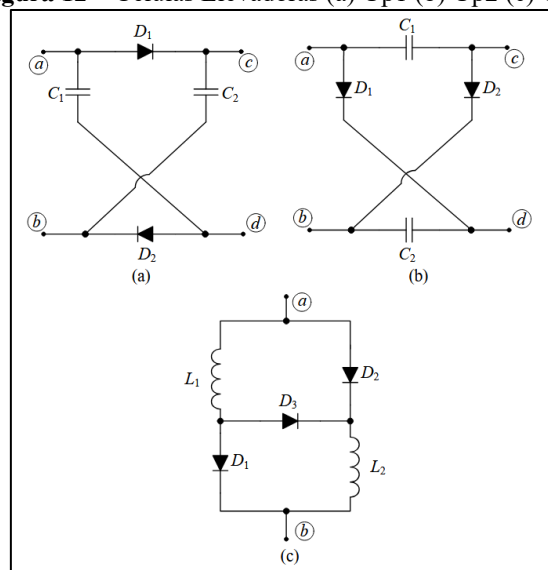
Axelrod, Berkovich e Ioinovici (2008) e Ioinovici (2012) em seu livro de *Power Electronics and Energy Conversion Systems*, apresenta algumas dessas células, sendo estruturadas e esquematizadas 6 células. 3 células elevadoras, denominadas de Up1, Up2 e Up3 (Figura 12), e 3 células abaixadoras, denominadas de Dw1, Dw2 e Dw3 (Figura 11). Recebem a atribuição de “elevadoras”, pois através de um conversor híbrido, ou seja, modificado com esse tipo de estrutura, o ganho desse conversor irá ser superior ao conversor de origem. De forma análoga, para as “abaixadoras”, com a diferença que o ganho será inferior.

Figura 11 – Células Abaixadoras (a) Dw1 (b) Dw2 (c) Dw3.



Fonte: Ioinovici (2012), pág. 758

Figura 12 – Células Elevadoras (a) Up1 (b) Up2 (c) Up3.



Fonte: Ioinovici (2012), pág. 761

Além disso, Ioinovici (2012), realiza um estudo do comportamento dessas células, bem como a compatibilidade dessas células com os conversores clássicos, anteriormente apresentados, e sua localização correta no conversor original sem comprometer os estágios de operação. Sobre a possibilidade de criar conversores híbridos com essas estruturas, pode-se verificar na Tabela 2, a seguir.

Tabela 2 – Possibilidade de conversores híbridos com células multiplicadoras.

Conversor/Topologia	Células com capacitores e indutores nos conversores básicos					
	Dw1	Dw2	Dw3	Up1	Up2	Up3
<i>Buck</i>	*	*				
<i>Boost</i>				*		*
<i>Buck-Boost</i>	*			*		*
Ćuk	*	*			*	*
SEPIC	*		*			*
Zeta		*			*	*

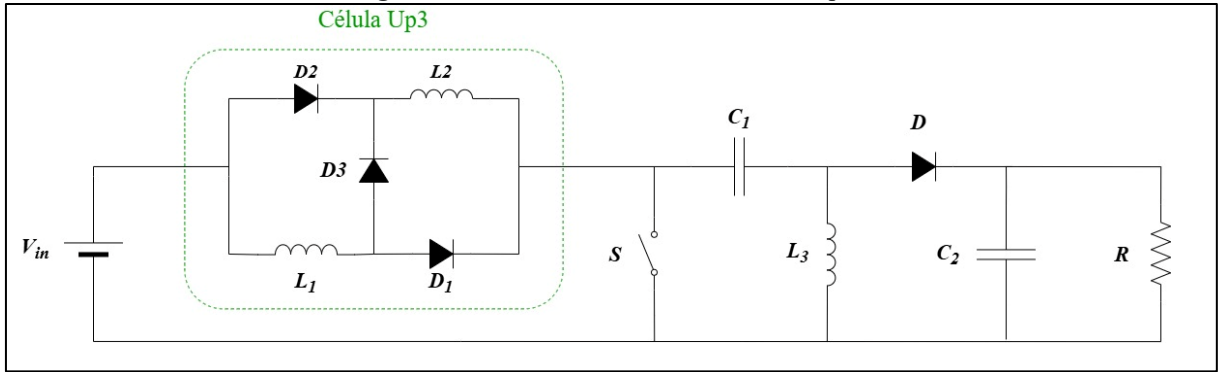
Fonte: Adaptado de Ioinovici (2012).

Dentre as principais vantagens das células multiplicadoras destacam-se a eliminação do transformador, o baixo peso, a simplicidade construtiva e a possibilidade de modular o ganho pela quantidade de estágios conectados. Além disso, podem ser integradas a topologias já citadas, originando versões modificadas de alto ganho, sem necessidade de alterar significativamente o controle principal.

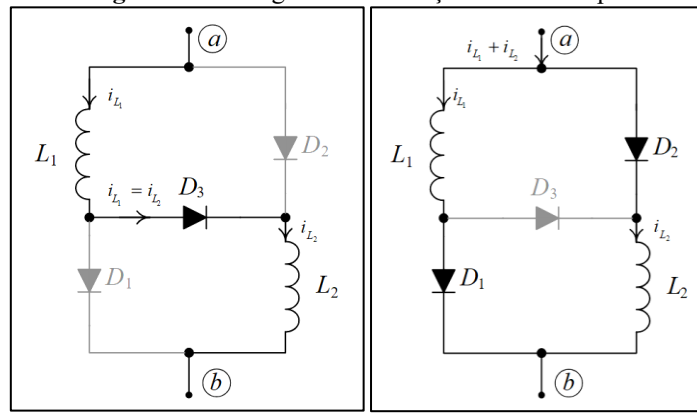
Por outro lado, o uso dessas células impõe desafios como aumento das perdas por comutação e resistências parasitas nos capacitores, perdas por condução nos semicondutores, que reduzem a eficiência do conversor em altas frequências.

3.4.2. SEPIC com célula Up3 (Conversor proposto)

A título de exemplificação, se analisarmos o conversor SEPIC pela Tabela 2, esse conversor permite o uso de 3 das células apresentadas, a Dw1, Dw3 e Up3. Para este trabalho, o conversor adotado foi o SEPIC híbrido modificado com uma célula elevadora Up3 (Figura 13), para moderar o ciclo de trabalho para uma tensão escolhida de saída de até 380 Vcc.

Figura 13 – Conversor SEPIC com célula Up3.

Fonte: Autor (2025).

Figura 14 – Estágios de comutação da célula Up3.

(a) Estágio de carga

(b) Estágio de descarga.

Fonte: Ioinovici (2012), pág. 763

Resumidamente, para esse conversor, o princípio de funcionamento é simples: durante a fase em que o interruptor conduz, os indutores da entrada (L_1 e L_2) são carregados em paralelo; quando a chave é desligada, esses mesmos indutores são reconectados em série, somando suas tensões e resultando em um aumento efetivo da tensão de saída (ver Figura 14). Essa estratégia de operação permite obter ganhos de tensão superiores aos conversores convencionais, mesmo com valores moderados de ciclo de trabalho. O resultado é que o ganho estático desse conversor SEPIC com a Up3 é:

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

Portanto, sintetiza em $(1 + D)$ vezes maior que o ganho do conversor original apresentado na Tabela 1. Se, por exemplo, adotar-se um ciclo de trabalho de $D = 0,5$, o ganho do conversor híbrido passa a ser 1,5 maior que a topologia SEPIC básica.

4. ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR PROPOSTO

Neste capítulo será detalhado o conversor CC-CC proposto, anteriormente apresentado, o SEPIC modificado com a célula Up3. Semelhante a seção anterior, inicialmente, será detalhado as etapas de operação em MCC. Em seguida os equacionamentos do ganho estático e, por fim, uma comparação com alguns conversores modificados na literatura.

4.1. DEFINIÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

Para melhor entendimento ver a Figura 6 e 15, referentes a topologia o SEPIC convencional e ao SEPIC com célula Up3, respectivamente. A nova topologia se diferencia na inserção da célula Up3 no local do indutor L_1 . Esse novo bloco conta com 3 diodos e 2 indutores. Totalizando na topologia modificada um total de: fonte de entrada, 4 diodos, 1 chave, 2 capacitores, 2 indutores e a carga na saída.

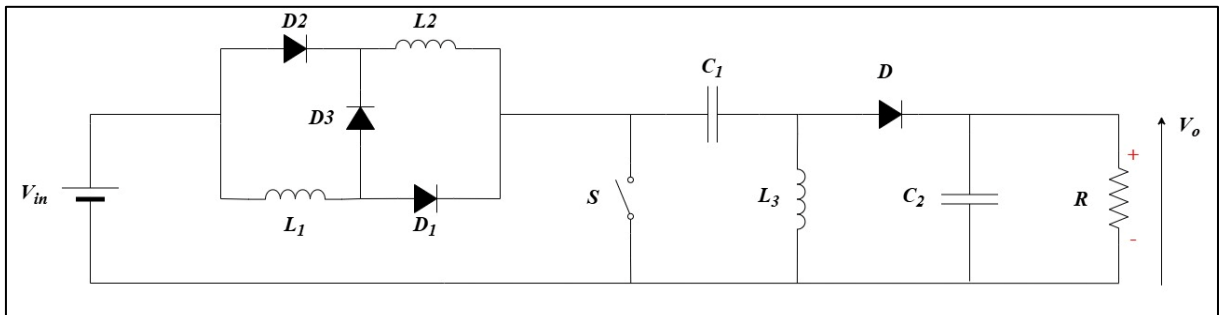
Assim como no SEPIC convencional, para a análise das seguintes seções, considere as seguintes condições:

1. Os indutores e capacitores tem valores, suficientemente, altos. De modo que não são totalmente descarregados durante as transições de chaveamento e, portanto, operam no modo de condução contínua.
2. O circuito está funcionando no modo estável, em regime permanente, apresentando formas de onda periódicas de tensão e corrente nos componentes.
3. Os diodos e chaves são ideais, logo não fornecem perdas ao conversor. E, o conversor tem 100% de eficiência, ou seja, não apresenta perda por parte dos seus componentes e nem uma outra perda adjacente à ele.
4. Para uma taxa de trabalho D , a chave fica fechada por um tempo DT_s e aberta por $(1-D)T_s$.

4.2. OPERAÇÃO EM MCC

Para análise das etapas de operação em MCC do conversor modificado (Figura 15), a seguir, os equacionamentos são semelhantes as equações do SEPIC convencional.

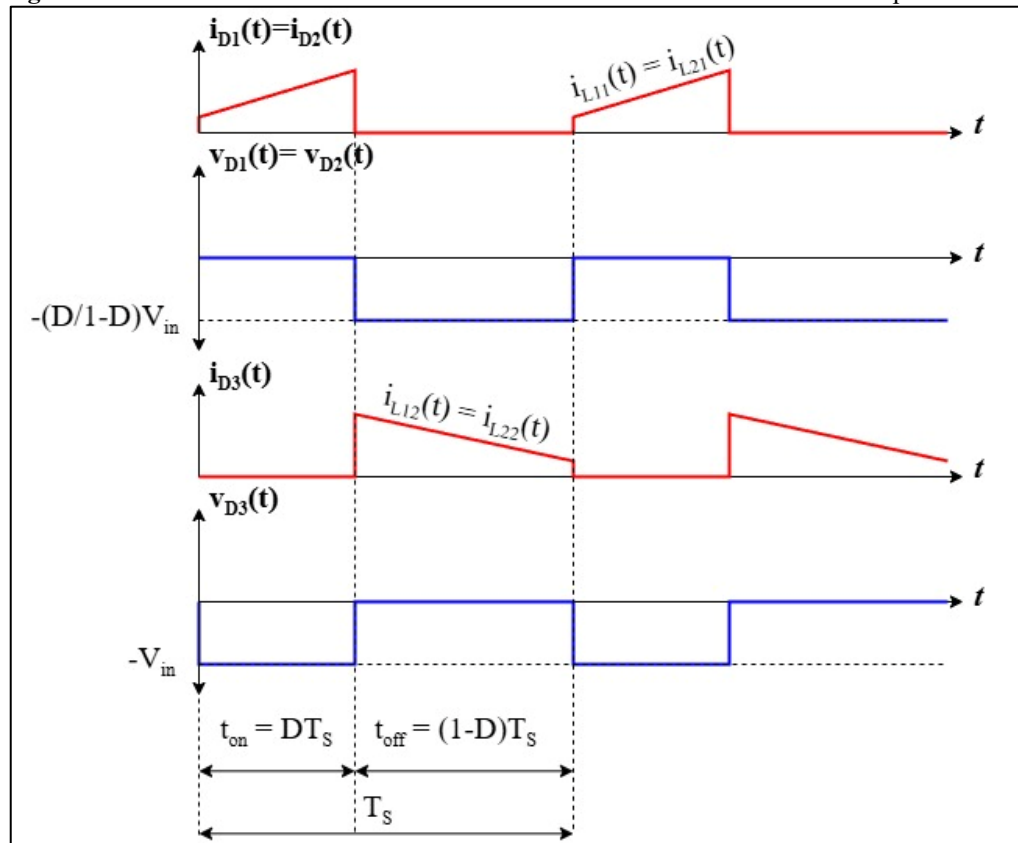
Figura 15 – Conversor proposto.



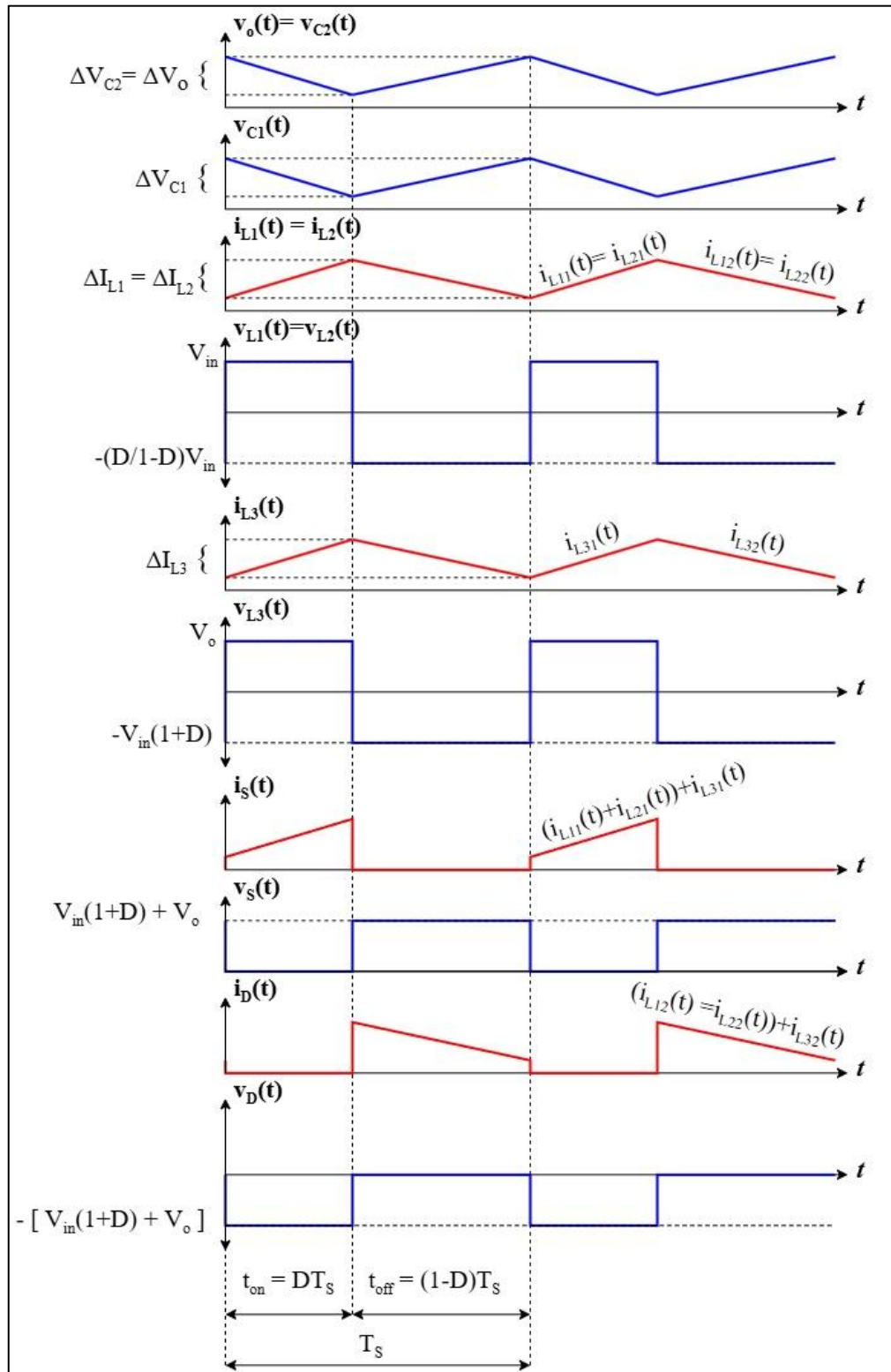
Fonte: Autor (2025).

Embora, nesta seção, será apresentado as demonstrações de cálculo e as principais diferenças entre as topologias. As Figura 16 (a) e (b) contém as formas de ondas teóricas de tensões e correntes nos componentes do conversor proposto da Figura 15.

Figura 16 – Formas de onda teóricas de correntes e tensões no conversor SEPIC-Up3 em MCC.



(a) Formas de onda nos semicondutores da célula Up3.



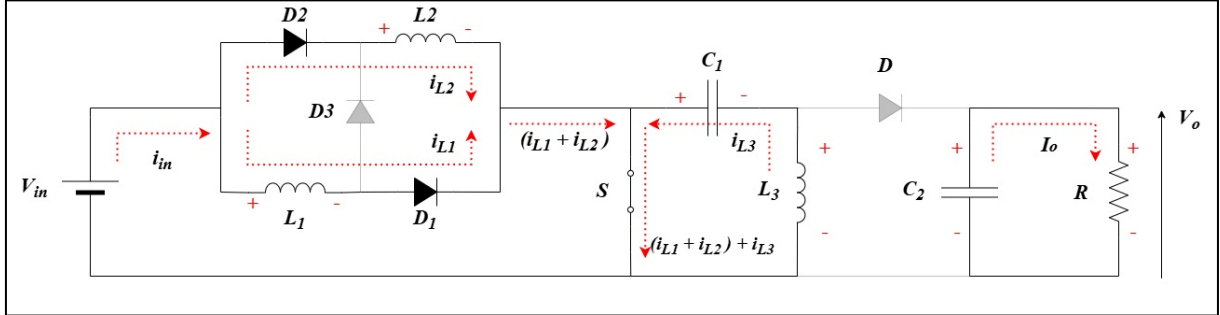
(b) Formas de onda nos demais componentes do conversor.

Fonte: Autor (2025).

4.2.1. Etapa 1 de operação [0 à DT_s]

A primeira etapa, exposta na Figura 17, operação está dentro do intervalo de tempo de 0 à t_{on} , ou seja, de 0 à $D \cdot T_s$. E o comportamento dos componentes é a o seguinte:

Figura 17 – Etapa 1 de condução [0 à DT_s] no conversor SEPIC-Up3.



Fonte: Autor (2025).

O interruptor S conduz e o diodo D permanece bloqueado já que está reversamente polarizado. D_1 e D_2 estão polarizados diretamente, enquanto D_3 está reversamente polarizado. Essa configuração dos diodos na célula, permite que esses indutores L_1 e L_2 sejam carregados em paralelo mantendo a tensão da fonte V_{in} . As correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 crescem linearmente, enquanto o capacitor de acoplamento C_1 é carregado pela fonte de entrada V_{in} , armazenando energia. Nesse intervalo, o capacitor de saída C_2 , previamente carregado, fornece energia à carga R , mantendo a tensão de saída V_o .

Será considerado que os indutores L_1 e L_2 são iguais e, portanto, tem o mesmo valor de indutância. Essa adoção serve para deixar as tensões e correntes equilibrada na célula, além de facilitar a análise de cálculo a seguir.

Dada as circunstâncias dessa etapa e analisando a Figura 17, tem-se:

$$V_{L1} = V_{L2} = V_{in} \quad (44)$$

$$V_{L3} = V_{C1} \quad (45)$$

Considerando as tensões médias nos indutores livre de ondulações na análise. V_{L1} , V_{L2} e V_{L3} são as tensões nos indutores L_1 , L_2 e L_3 na 1ª etapa, respectivamente.

Como mencionado, anteriormente, $L_1 = L_2$. Será considerado uma indutância L_{eq} que representa indutância equivalente do paralelo, nessa etapa de operação, desses indutores que é obtido da seguinte forma:

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \quad (46)$$

Considerando $L_{1,2} = L_1 = L_2$:

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_{1,2}} + \frac{1}{L_{1,2}} \quad (47)$$

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{2}{L_{1,2}} \quad (48)$$

$$L_{eq} = \frac{L_{1,2}}{2} \quad (49)$$

Como a tensão entre os indutores $L_{1,2}$ são iguais ao seu equivalente em paralelo L_{eq} a tensão em cima desses indutores é:

$$V_{Leq} = V_{L1,2} = V_{in} \quad (50)$$

A tensão instantânea, em um indutor é dada por:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (51)$$

$i_L(t)$ é a corrente instantânea no indutor. Desconsiderando a ondulação na tensão de saída da primeira etapa, cuja duração é t_{on} , é possível definir as ondulações (variação $di_L(t)$) nos indutores L_{eq} e L_3 como sendo ΔI_{Leq} e ΔI_{L3} . Repare que é semelhante ao do SEPIC convencional quando considerado a indutância equivalente entre os indutores 1 e 2. Assim,

$$dt = t_{on} \quad (52)$$

$$\Delta I_{Leq} = I_{Leq(máx)} - I_{Leq(mín)} \quad (53)$$

$$\Delta I_{L3} = I_{L3(máx)} - I_{L3(mín)} \quad (54)$$

Substituindo (52), (53) e (50) em (51)

$$(51)$$

. E (52), (54) e (45) em (52), obtém-se:

$$V_{Leq} = V_{in} = L_{eq} \frac{\Delta I_{Leq}}{t_{on}} \quad (55)$$

$$V_{C1} = L_3 \frac{\Delta I_{L3}}{t_{on}} \quad (56)$$

Como $t_{on} = D \cdot T_s$ e $T_s = 1/f_s$, reescrevendo:

$$V_{Leq} = V_{in} = L_{eq} \frac{\Delta I_{Leq} f_s}{D} \quad (57)$$

$$V_{C1} = L_3 \frac{\Delta I_{L3} f_s}{D} \quad (58)$$

Para achar a ondulação das correntes ΔI_{Leq} e ΔI_{L3} :

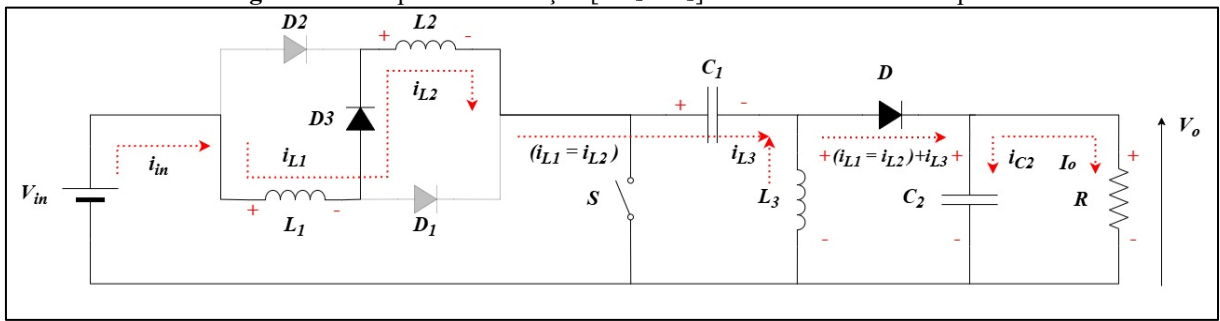
$$\Delta I_{Leq} = \frac{DV_{in}}{f_s L_{eq}} \quad (59)$$

$$\Delta I_{L3} = \frac{DV_{C1}}{f_s L_3} \quad (60)$$

4.2.2. Etapa 2 de operação [DT_s à T_s]

A segunda etapa operação, exposta pela Figura 18, está dentro do intervalo de tempo de t_{on} à T_s , ou seja, de $D \cdot T_s$ à T_s . E o comportamento dos componentes é a o seguinte:

Figura 18 – Etapa 2 de condução [DT_s à T_s] no conversor SEPIC-Up3.



Fonte: Autor (2025).

O interruptor S é desligado/bloqueado e o diodo D passa a conduzir. Nessa etapa, diferente do SEPIC convencional, existe agora dois indutores carregados com a tensão de entrada. Assim, a energia armazenada em L_1 , L_2 e C_1 é transferida para L_3 e para a carga R , enquanto as correntes nos três indutores diminuem linearmente. O capacitor de saída C_2 é novamente carregado pelos três indutores L_1 , L_2 e L_3 , sustentando a tensão até o início do próximo ciclo. O indutor L_3 fica em paralelo com a carga R e a tensão no indutor passa a ser V_o .

Dada as circunstâncias dessa etapa e analisando a Figura 18, tem-se:

$$V_{in} - V_{C1} - V_o - V_{L1} - V_{L2} = 0 \quad (61)$$

$$V_{L3} = V_o \quad (62)$$

Pela equação (50), pode-se reescrever (61) como:

$$V_{in} - V_{C1} - V_o - V_{Leq} - V_{Leq} = 0 \quad (63)$$

$$2V_{Leq} = V_{in} - V_{C1} - V_o \quad (64)$$

$$V_{Leq} = \frac{V_{in} - V_{C1} - V_o}{2} \quad (65)$$

V_{Leq} é tensão nos indutores L_1 e L_2 na 2ª etapa. Enquanto V_{L3} é a tensão no indutor L_3 . E, considerando as tensões médias nos indutores livre de ondulações na análise. Análogo a primeira etapa, tem-se:

$$dt = t_{off} \quad (66)$$

$$\Delta I_{Leq} = I_{Leq(máx)} - I_{Leq(mín)} \quad (67)$$

$$\Delta I_{L3} = I_{L3(máx)} - I_{L3(mín)} \quad (68)$$

Fazendo as devidas substituições e reescrevendo as equações (61) e (62):

$$V_{Leq} = L_{eq} \frac{\Delta I_{Leq}}{t_{off}} \quad (69)$$

$$V_{L3} = L_3 \frac{\Delta I_{L3}}{t_{off}} \quad (70)$$

Ou, como $t_{off} = T_s - t_{on}$; $t_{on} = D \cdot T_s$; $T_s = 1/f_s$:

$$V_{Leq} = L_{eq} \frac{\Delta I_{Leq} f_s}{(1 - D)} \quad (71)$$

$$V_{L3} = L_3 \frac{\Delta I_{L3} f_s}{(1 - D)} \quad (72)$$

Voltando a condição em que:

$$V_{Leq} = \frac{V_{in} - V_{C1} - V_o}{2}$$

$$V_{L3} = V_o$$

Então igualando as equações (71) e (72) com os termos anteriores:

$$\frac{V_{in} - V_{C1} - V_o}{2} = L_{eq} \frac{\Delta I_{Leq} f_s}{(1 - D)} \quad (73)$$

$$V_o = L_3 \frac{\Delta I_{L3} f_s}{(1 - D)} \quad (74)$$

Ondulação das correntes ΔI_{Leq} e ΔI_{L3} :

$$\Delta I_{Leq} = \frac{(1 - D)(V_{in} - V_{C1} - V_o)}{2 f_s L_{eq}} \quad (75)$$

$$\Delta I_{L3} = \frac{(1 - D)V_o}{f_s L_3} \quad (76)$$

4.2.3. Ganho estático do SEPIC-Up3 em MCC

O ganho estático do conversor SEPIC-Up3 em MCC pode ser obtido considerando que as tensões médias nos indutores, em regime permanente e ao longo do período de comutação, são iguais a zero. Nesse regime de condução, as tensões médias sobre os indutores L_{eq} e L_3 é dada pela soma integral da tensão nesses condutores durante os períodos de que a chave S está fechada/conduzindo e quando está aberta/sem conduzir. Portanto,

Para L_{eq} :

$$V_{Leq(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}=DT_s} (V_{in}) dt + \int_{t_{on}=DT_s}^{T_s} \frac{(V_{in} - V_{C1} - V_o)}{2} dt \right] = 0 \quad (77)$$

Resolvendo a integral, é determinada a tensão média em V_{C1} :

$$V_{C1} = \frac{V_{in}(1 + D) - V_o(1 - D)}{(1 - D)} \quad (78)$$

Para L_3 :

$$V_{L3(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}=DT_s} (V_{C1}) dt + \int_{t_{on}=DT_s}^{T_s} (-V_o) dt \right] = 0 \quad (79)$$

Resolvendo, é determinada a tensão média em V_{C1} :

$$V_{C1} = \frac{V_o(1 - D)}{D} \quad (80)$$

Igualando as equações (78) e (80) $\Rightarrow V_{C1} = V_{C1}$, obtém-se o ganho estático G :

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o} = \frac{(1 + D)D}{(1 - D)} \quad (81)$$

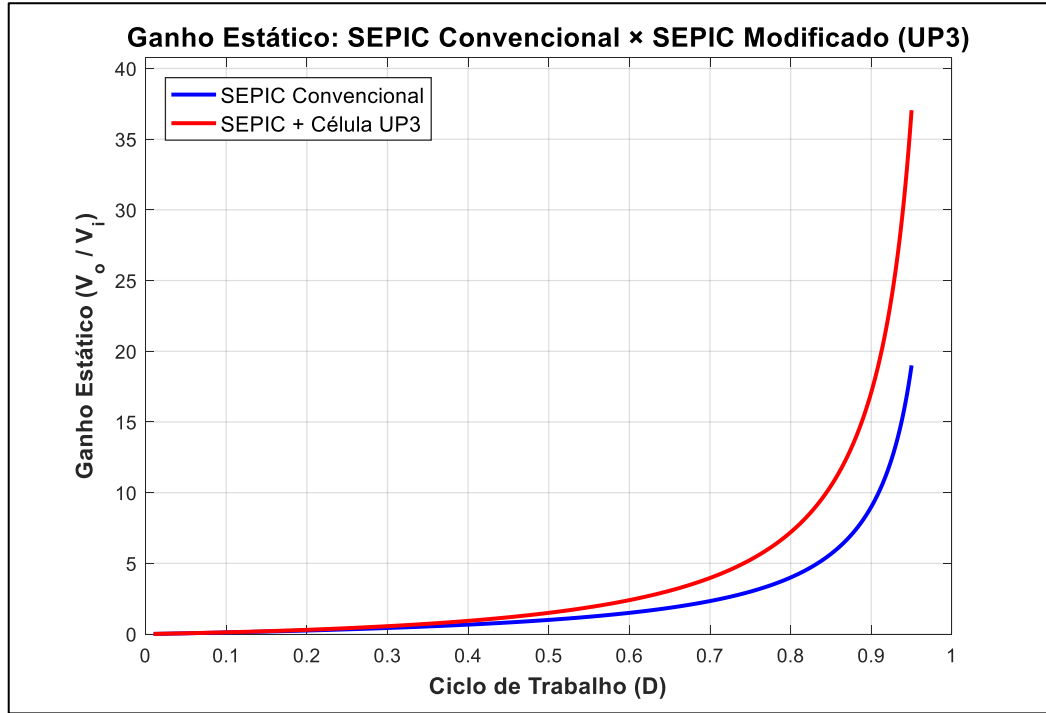
Analogamente às topologias *buck-boost*, Cúk, Zeta e SEPIC convencional, pela equação (81), apresenta características abaixadora e elevadora quando:

- $D < 0,5 \rightarrow V_o < V_{in}$ (abaixador ou *buck*);
- $D = 0,5 \rightarrow V_o = V_{in}$;
- $D > 0,5 \rightarrow V_o > V_{in}$ (elevador ou *boost*);

Outra análise importante é que diferente do SEPIC convencional, com adição da célula Up3, o ganho estático G tem comportamento quadrático, uma vez que, pela equação (81) o termo D irá ficar ao quadrado. A Figura 19 contém as curvas para esses dois conversores, o SEPIC convencional e o SEPIC-Up3.

Pelo gráfico da Figura 19, percebe-se que o ganho do conversor com a célula apresenta valor maior que o convencional, significativamente, para valores de D maior que 0.5. O resultado disso é que se consegue atingir os mesmos valores de ganho com menor ciclo de trabalho D em comparação ao convencional.

Figura 19 – Ganho do conversor SEPIC versus conversor SEPIC + célula Up3.



Fonte: Autor (2025).

4.2.4. Determinação das indutâncias L_1 , L_2 e L_3

As equações a seguir podem ser obtidas utilizando a mesma lógica das explicações da seção 3.3.4. Contudo, é considerado que para o indutor L_1 , na seção anterior, para o caso do conversor proposto, nesta seção, será utilizado L_{eq} . E, o indutor L_2 , passa a ser L_3 por questão de nomenclatura.

Supondo que não há perdas no conversor,

$$P_{in} = P_o \quad (82)$$

$$V_{in}I_{in} = V_oI_o \quad (83)$$

A corrente fornecida pela fonte I_{in} é a mesma que passa pelo bloco da célula Up3 e, portanto, a mesma corrente que passa pela equivalência L_{eq} , portanto:

$$I_{Leq(méd)} = I_{in} \quad (84)$$

A corrente a média do bloco da célula Up3, teoricamente, considera-se que essa se divide igualmente na primeira etapa de operação entre os indutores (Figura 17). Na segunda etapa a corrente é a mesma nos dois indutores (Figura 18). Por convenção, a corrente média em L_1 e L_2 é dada por:

$$I_{L1(méd)} = I_{L2(méd)} = \frac{I_{Leq(méd)}}{2} \quad (85)$$

Para essa associação das correntes pode ser obtida por meio da lei de Kirchhoff das correntes (LKC). A exemplo, para a corrente média no indutor L_3 , pode ser obtida utilizando LKT no nó de encontro de C_1 , L_3 e D ,

$$I_{D(méd)} = I_{L3(méd)} + I_{C1(méd)} \quad (86)$$

$$\rightarrow I_{L3(méd)} = I_{D(méd)} - I_{C1(méd)} \quad (87)$$

$$I_{D(méd)} = I_{C2(méd)} + I_o \quad (88)$$

Substituindo (88) em (86):

$$I_{L3(méd)} = I_{C2(méd)} + I_o - I_{C1(méd)} \quad (89)$$

Como, a corrente média em cada capacitor é igual 0, logo:

$$I_{L3(méd)} = I_o \quad (90)$$

Os valores de máximos e mínimos de I_{Leq} e I_{L3} :

$$I_{Leq(mín)} = I_{in} - \frac{\Delta I_{Leq}}{2} \quad (91)$$

$$I_{L3(mín)} = I_o - \frac{\Delta I_{L3}}{2} \quad (92)$$

$$I_{Leq(máx)} = I_{in} + \frac{\Delta I_{Leq}}{2} \quad (93)$$

$$I_{L3(máx)} = I_o + \frac{\Delta I_{L3}}{2} \quad (94)$$

Considerando pequenas ondulações nas correntes dos indutores, inferior ou igual 20% da corrente na carga, os valores médios e eficaz são aproximadamente iguais (TOFOLI, 2018).

Caso, as ondulações sejam mais elevadas, é preciso considerar as formas de onda de $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ e $i_{L3}(t)$, observando a Figura 16 (a) e (b). O comportamento de $i_{Leq}(t)$ segue o mesmo comportamento dos indutores da sua equivalência $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$. E, por isso, pode-se adotar para os cálculos a seguir e as seguintes conversões:

- $i_{L11}(t)$ e $i_{L12}(t)$ – Correntes no indutor L_1 , respectivamente, no primeiro e segundo estágio de operação.
- $i_{L21}(t)$ e $i_{L22}(t)$ – Correntes no indutor L_2 , respectivamente, no primeiro e segundo estágio de operação.
- $i_{Leq1}(t)$ e $i_{Leq2}(t)$ – Correntes no indutor equivalente L_{eq} , englobando $i_{L11}(t)$, $i_{L12}(t)$, $i_{L21}(t)$ e $i_{L22}(t)$, respectivamente, no primeiro e segundo estágio de operação.
- $i_{L31}(t)$ e $i_{L32}(t)$ – Correntes no indutor L_3 , respectivamente, no primeiro e segundo estágio de operação.
- $\Delta I_{L1,2} = \Delta I_{L1} = \Delta I_{L2}$

Para essa situação, os valores eficazes podem ser calculados dessa forma:

$$I_{L1(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}=DT_s} (i_{L11}(t)^2) dt + \int_{t_{on}=DT_s}^{T_s} (i_{L12}(t)^2) dt \right]} \quad (95)$$

$$I_{L2(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}=DT_s} (i_{L21}(t)^2) dt + \int_{t_{on}=DT_s}^{T_s} (i_{L22}(t)^2) dt \right]} \quad (96)$$

$$I_{L3(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}=DT_s} (i_{L31}(t)^2) dt + \int_{t_{on}=DT_s}^{T_s} (i_{L32}(t)^2) dt \right]} \quad (97)$$

$I_{L1(ef)}$ e $I_{L2(ef)}$ podem ser rescritos como sendo uma única equação $I_{L1,2(ef)}$, já que são indutores iguais e tem o mesmo comportamento gráfico, inclusive em valor escalar. Será usado,

- $i_{L(1,2)1}(t) = i_{L11}(t) = i_{L21}(t)$: Primeira etapa;
- $i_{L(1,2)2}(t) = i_{L12}(t) = i_{L22}(t)$: Segunda etapa

As explicações a seguir são válidas também para a obtenção de expressão $I_{Leq(ef)}$, sendo que o que muda é valor escalar da corrente, que irá ser maior. Sendo assim (95) e (96) podem ser reescritas como,

$$I_{L1,2(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}=DT_s} (i_{L(1,2)1}(t)^2) dt + \int_{t_{on}=DT_s}^{T_s} (i_{L(1,2)2}(t)^2) dt \right]} \quad (98)$$

O cálculo da integral corresponde ao cálculo da área que fornecerá um valor eficaz de corrente para esse caso. Pode-se adotar uma nova origem nos eixos, sem que haja diferença no resultado do cálculo da área. Com a finalidade de encontrar os valores eficazes de forma mais simples. Portanto, as expressões (97) e (98) podem ser reescritas como:

$$I_{L1,2(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}=DT_s} (i_{L(1,2)1}(t)^2) dt + \int_0^{T_s} (i_{L(1,2)2}(t)^2) dt \right]} \quad (99)$$

$$I_{L3(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}=DT_s} (i_{L31}(t)^2) dt + \int_0^{t_{off}} (i_{L32}(t)^2) dt \right]} \quad (100)$$

- Analisando a Figura 16 (b), adotando os pontos $(0, I_{L1(mín)})$ e $(t_{on}, I_{L1(máx)})$;
- $i_{L(1,2)1}(t)$ pode escrito como uma equação característica de uma reta, em que $i_{L(1,2)1}(t) = mt + i_{mín}$.
- Associando esses pares de ponto a $i_{L(1,2)1}(t)$ junto às expressões (101) e (102),

$$I_{L1(mín)} = I_{L2(mín)} = \frac{I_{in}}{2} - \frac{\Delta I_{L1,2}}{2} \quad (101)$$

$$I_{L2(máx)} = I_{L2(máx)} = \frac{I_{in}}{2} + \frac{\Delta I_{L1,2}}{2} \quad (102)$$

e,

$$I_{Leq(mín)} = I_{in} - \frac{\Delta I_{Leq}}{2} \quad (103)$$

$$I_{Leq(máx)} = I_{in} + \frac{\Delta I_{Leq}}{2} \quad (104)$$

obtém-se:

$$i_{L(1,2)1}(t) = \left(\frac{\Delta I_{L1,2}}{t_{on}} \right) t + \left(\frac{I_{in}}{2} - \frac{\Delta I_{L1,2}}{2} \right) \quad (105)$$

Analogamente, adotando e associando os pontos $(0, I_{L1(máx)})$ e $(t_{off}, I_{L1(mín)})$ à $i_{L(1,2)2}(t)$:

$$i_{L(1,2)2}(t) = - \left(\frac{\Delta I_{L1,2}}{t_{off}} \right) t + \left(\frac{I_{in}}{2} + \frac{\Delta I_{L1,2}}{2} \right) \quad (106)$$

Substituindo (105) e (106) em (99) e resolvendo a integral:

$$I_{L1,2(ef)} = \sqrt{\frac{3I_{in}^2 + \Delta I_{L1,2}^2}{12}} \quad (107)$$

Agora para o indutor I_{L3} , seguindo o mesmo procedimento:

$$i_{L31}(t) = \left(\frac{\Delta I_{L3}}{t_{on}} \right) t + \left(I_o - \frac{\Delta I_{L3}}{2} \right) \quad (108)$$

$$i_{L32}(t) = -\left(\frac{\Delta I_{L3}}{t_{off}}\right)t + \left(I_o + \frac{\Delta I_{L3}}{2}\right) \quad (109)$$

Substituindo (108) e (109) em (100) e resolvendo a integral:

$$I_{L3(ef)} = \sqrt{\frac{12I_o^2 + \Delta I_{L3}^2}{12}} \quad (110)$$

Valor eficaz de I_{Leq} :

$$I_{Leq(ef)} = \sqrt{\frac{12I_{in}^2 + \Delta I_{Leq}^2}{12}} \quad (111)$$

Por fim, para calcular as indutâncias L_{eq} , L_1 , L_2 e L_3 :

$$L_{eq} = \frac{DV_{in}}{f_s \Delta I_{Leq}} \quad (112)$$

$$L_3 = \frac{DV_{C1}}{f_s \Delta I_{L3}} \quad (113)$$

$$L_1 = L_2 = L_{1,2} = \frac{2DV_{in}}{f_s \Delta I_{Leq}} \quad (114)$$

4.2.5. Determinação das indutâncias C_1 e C_2

Para determinar as capacitâncias C_1 e C_2 pode-se levar em consideração algumas relações. A capacitância pode ser determinada aplicando a equação para a corrente em um capacitor, dada por:

$$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (115)$$

Resolvendo para as capacitâncias C_1 e C_2 :

$$C_1 = \frac{DI_{C1}}{\Delta V_{C1} f_s} \quad (116)$$

$$C_2 = \frac{DI_{C2}}{\Delta V_{C2} f_s} \quad (117)$$

Considerando que:

- O valor V_{C1} é dado pela equação (80) e relacionando com (81), o valor de V_{C1} é a aproximadamente igual a $(I+D)V_{in}$. E, portanto, pode-se expressar a variação da sua tensão em termos da ondulação da tensão da entrada vezes $(I+D)$. Embora, também, aproximar

essa tensão como a ondulação da soma da tensão de entrada com a de saída, visto que o capacitor C_1 está sobre as tensões que incidem no limiar do ramo da chave S , em que a soma das tensões é $V_{in} + V_o$. Essa última aproximação é bem mais eficiente para dimensionar os capacitores no projeto desse conversor.

- Pelo circuito da Figura 8, a tensão V_{C2} é aproximadamente igual a tensão V_o .
- A corrente média que passa pelo capacitor C_1 na etapa de descarga, etapa onde o capacitor tem variação na sua tensão, é a oposta a I_{L3} que anteriormente pela eq. (90) é igual a I_o .

Portanto, pode-se reescrever as equações (116) e (117), como:

$$C_1 = \frac{DI_o}{(1+D)\Delta V_{in}f_s} \quad (118)$$

$$C_2 = \frac{DI_o}{\Delta V_o f_s} \quad (119)$$

Caso, seja preciso deixar essas expressões em termos da corrente de entrada I_{in} , basta relacionar essas expressões com equação (81):

$$C_1 = \frac{I_{in}(1-D)}{(1+D)\Delta V_{in}f_s} \quad (120)$$

$$C_2 = \frac{I_{in}(1-D)}{\Delta V_o f_s} \quad (121)$$

4.2.6. Determinação das tensões e correntes nos semicondutores S , D , D_1 , D_2 e D_3

❖ Chave S :

Inicialmente, na primeira etapa de operação, em que a chave S se encontra fechada, existe uma corrente passando por ela. Entretanto, considerando que essa chave é ideal, não existe resistência a tensão nesse trecho e ele se caracteriza como um curto ou um elemento condutor perfeito (teoricamente). Portanto, a tensão na chave S na primeira etapa é:

$$V_S = 0 \quad (122)$$

A corrente I_S , na primeira etapa, é dado por:

$$i_S = (i_{L1} + i_{L2}) + i_{L3} \quad (123)$$

Para a corrente média e eficaz que acontece durante o período de chave fechada (primeira etapa). Os valores médios e eficazes são dados por:

$$I_{S(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}=DT_s} [2i_{L(1,2)1}(t) + i_{L31}(t)] dt \quad (124)$$

$$I_{S(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}=DT_s} [2i_{L(1,2)1}(t) + i_{L31}(t)]^2 dt} \quad (125)$$

Ou, em termos de $i_{Leq1}(t)$:

$$I_{S(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}=DT_s} [i_{Leq1}(t) + i_{L31}(t)] dt \quad (126)$$

$$I_{S(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}=DT_s} [i_{Leq1}(t) + i_{L31}(t)]^2 dt} \quad (127)$$

Resolvendo (126) e (127):

$$I_{S(méd)} = \frac{DI_o}{1-D} \quad (128)$$

$$I_{S(ef)} = \frac{D \left\{ [(\Delta I_{Leq} + \Delta I_{L3})(1-D)]^2 + 12I_o^2 \right\}}{12(1-D)^2} \quad (129)$$

Se considerar uma ondulação menor ou igual a 20%, tem-se:

$$I_{S(ef)} = \sqrt{D}(I_{in} + I_o) = \frac{\sqrt{D}I_o}{1-D} \quad (130)$$

A máxima tensão de bloqueio na chave:

$$V_{S(máx)} = V_{in}(1+D) + V_o \quad (131)$$

❖ Diodo D :

De forma semelhante, por sua vez, na segunda etapa de operação, o diodo D se encontra polarizado diretamente. Existe uma corrente passando por esse componente, embora ele tenha o mesmo comportamento da chave para a primeira etapa operação, logo:

$$V_D = 0 \quad (132)$$

A corrente I_D , na segunda etapa, é dado por:

$$I_D = (i_{L1} + i_{L2}) + i_{L3} \quad (133)$$

Para a corrente média e eficaz que acontece durante o período de chave aberta (primeira etapa). Os valores médios e eficazes são dados por:

$$I_{D(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{off}} [i_{L(1,2)2}(t) + i_{L32}(t)] dt \quad (134)$$

$$I_{D(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{off}} [i_{L(1,2)2}(t) + i_{L32}(t)]^2 dt} \quad (135)$$

Substituindo (106) e (109) em (134) e (135) e resolvendo a integral:

$$I_{D(méd)} = (1 - D) \left(\frac{I_{in}}{2} + I_o \right) \quad (136)$$

$$I_{D(ef)} = \sqrt{\frac{(1 - D)[3(I_{in} + I_o)^2 + (\Delta I_{L1,2} + \Delta I_{L3})^2]}{12}} \quad (137)$$

Substituindo (81) em (136) e (139),

$$I_{D(méd)} = I_o(2D^2 + D + 2) \quad (138)$$

$$I_{D(ef)} = I_o \sqrt{\left(\frac{1 - D}{12} \right) \left[\left(\frac{(\Delta I_{L1,2} + \Delta I_{L2})}{I_o} \right)^2 + 3 \left(\frac{2 - D + D^2}{1 - D} \right)^2 \right]} \quad (139)$$

Se considerar uma ondulação menor ou igual a 20%, tem-se:

$$I_{D(ef)} = \frac{I_o(2 - D + D^2)}{2\sqrt{1 - D}} \quad (140)$$

A máxima tensão sobre o diodo, durante a polarização reversa:

$$V_{D(máx)} = -(V_{in}(1 + D) + V_o) \quad (141)$$

❖ Diodos D_{L1} , D_2 e D_3 :

Os diodos D1 e D2, encontram-se polarizados diretamente na primeira etapa de operação e sequenciados pelas correntes dos indutores L1 e L2, respectivamente. Dessa forma, as correntes médias e eficazes nesses diodos são:

$$I_{D1(méd)} = I_{D2(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} [i_{L(1,2)1}(t)] dt \quad (142)$$

$$I_{D1(ef)} = I_{D2(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} [i_{L(1,2)1}(t)]^2 dt} \quad (143)$$

Substituindo (105) em (142) e (143):

$$I_{D1(méd)} = I_{D2(méd)} = D \frac{I_{in}}{2} \quad (144)$$

$$I_{D1(ef)} = I_{D2(ef)} = \sqrt{\frac{D(\Delta I_{L1,2}^2 + \Delta I_{L3}^2)}{12}} \quad (145)$$

A máxima tensão sobre o diodo, durante a polarização reversa:

$$V_{D1(máx)} = V_{D2(máx)} = -\left(\frac{D}{1-D}\right) V_{in} \quad (146)$$

O diodo D3, encontra-se polarizado diretamente na segunda etapa de operação e sequenciados pelas correntes dos indutores L1 e L2 de uma única vez. Dessa forma, as correntes média e eficaz nesse diodo são:

$$I_{D3(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{off}} [i_{L(1,2)2}(t)] dt \quad (147)$$

$$I_{D3(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{off}} [i_{L(1,2)2}(t)]^2 dt} \quad (148)$$

Substituindo (106) em (147) e (148):

$$I_{D3(méd)} = (1 - D) \frac{I_{in}}{2} \quad (149)$$

$$I_{D3(ef)} = \sqrt{\frac{(1 - D)(\Delta I_{L1,2}^2 + 3I_{in}^2)}{12}} \quad (150)$$

A máxima tensão sobre o diodo, durante a polarização reversa:

$$V_{D3(máx)} = -V_{in} \quad (151)$$

4.2.7. Resumo dos equacionamentos do conversor

A Tabela 3, a seguir apresenta as principais equações de tensões e correntes médias nos componentes do conversor SEPIC modificado com a célula Up3.

Tabela 3 – Tensões e correntes médias no conversor SEPIC-Up3.

Componente	Tensão Média (V)	Corrente Média (A)
V_{in}	$\frac{(1 - D)V_o}{(1 + D)D}$	$\frac{(1 + D)DI_o}{(1 - D)}$
R	$\frac{(1 + D)DV_{in}}{(1 - D)}$	$\frac{(1 - D)I_o}{(1 + D)D}$
L_1	0	$\frac{I_{in}}{2}$
L_2	0	$\frac{I_{in}}{2}$
L_3	0	I_o
C_1	$\frac{V_o(1 - D)}{D}$	0
C_2	V_o	0
S	$V_{in}(1 + D) + V_o$	$\frac{DI_o}{1 - D}$
D	$-(V_{in}(1 + D) + V_o)$	$I_{D(méd)} = I_o(2D^2 + D + 2)$
D_1	$-\left(\frac{D}{1 - D}\right)V_{in}$	$D \frac{I_{in}}{2}$
D_2	$-\left(\frac{D}{1 - D}\right)V_{in}$	$D \frac{I_{in}}{2}$
D_3	$-V_{in}$	$(1 - D) \frac{I_{in}}{2}$

Fonte: Autor (2025).

5. ESPECIFICAÇÕES E CONSIDERAÇÕES DO PROJETO

No presente capítulo, serão abordados as explicações e detalhes a respeito da estruturação e organização de dados para realizar a simulação do conversor proposto com aplicação do aumento de tensão até 380 Vcc no uso de módulos fotovoltaicos.

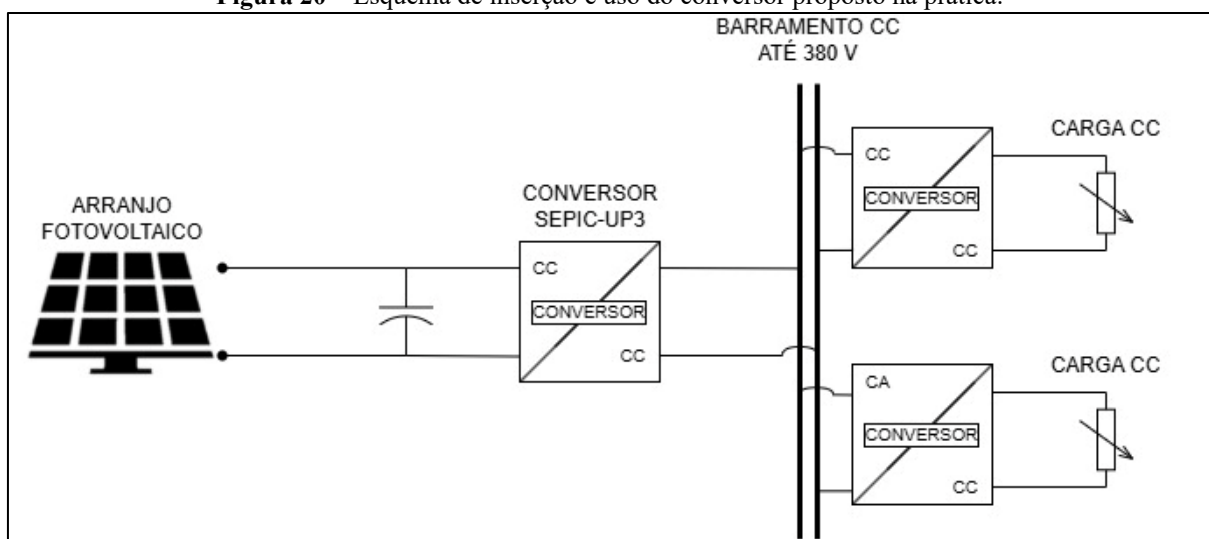
5.1. ESTRUTURAÇÃO DO PROJETO E DAS SIMULAÇÕES

As especificações do projeto abordadas a seguir, detalha os valores calculados, valores utilizados na simulação e as considerações para realizar esses cálculos e simulações. As três situações serão levadas em consideração:

- 1) Simulação do conversor SEPIC-Up3 com fonte de tensão invariável:
 - a. Considera a situação ideal de uma alimentação de entrada estável, com tensão e corrente estimados para a máxima potência prevista.
- 2) Simulação do conversor SEPIC-Up3 com o painel fotovoltaico:
 - a. É estimado um arranjo fotovoltaico para a simulação para atingir os valores máximos de potência do projeto e utilizado a função de variar a intensidade solar nesses arranjos a fim de verificar o comportamento do conversor.
- 3) Simulação do conversor SEPIC-Up3 com o painel fotovoltaico e com MPPT:
 - a. Semelhante a situação anterior, só que com a adição de controle por MPPT no PWM da chave com objetivo de maximizar o máximo ponto de potência para as variações de intensidade solar do painel.

A Figura 20, apresenta um esquema simplificado da ideia do uso do conversor. De acordo com a fonte de entrada, o arranjo fotovoltaico, o conversor proposto realiza a elevação de tensão até atingir 380 Vcc em condições de máxima potência fornecida pelo arranjo. Em seguida conectado ao barramento de alimentação de cargas. Cargas que, comercialmente, são utilizados conversores CC-CC para ajustar com precisão a tensão de funcionamento do equipamento.

Além da utilização de outras cargas que utilizam conversores CA-CC, as mais comuns do cotidiano, visto ao uso padrão da corrente alternada nas residências. Para esse último caso, a tensão não precisa passar por todo o processo de retificação para se tornar tensão contínua, o que diminui as perdas nesse processo.

Figura 20 – Esquema de inserção e uso do conversor proposto na prática.

Fonte: Autor (2025).

Para a escolher alguns dos parâmetros base do projeto, foi utilizado como base alguns datasheets de placas solares do mercado, para verificar quais os valores de tensão e corrente seriam utilizados na alimentação do conversor. Esses dados serão mais bem explicados nas seções seguintes

5.2. PARÂMETROS DO PROJETO E DO CONVERSOR

Para os cálculos e simulação foi considerado um conversor ideal e, por isso, ele não apresenta perdas. Ou seja, sua potência de saída é igual a de entrada. A Tabela 4, contém os parâmetros básicos do projeto e dos valores dos componentes calculados de forma teórica.

Tabela 4 – Valores calculado dos parâmetros-base do projeto.

Parâmetros do conversor	Valor adotado
Tensão de entrada	84,6 V
Tensão de saída	380 V
Potência máxima	1140 W
Eficiência do sistema	100%

Fonte: Autor (2025).

Com base nesses valores de projeto adotados, foram calculados os valores dos componentes e principais tensões e corrente nos componentes (Tabela 5).

Tabela 5 – Valores calculados dos componentes do conversor, tensões e correntes.

Parâmetros do conversor	Valor
Tensão de entrada	$V_{in} = 84,6 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_o = 380 \text{ V}$ 380 V
Corrente de entrada	$I_{in} = 13,48 \text{ A}$
Corrente de saída	$I_o = 3,00 \text{ V}$
Eficiência do conversor	100%
Carga para máxima potência	$R = 126,62 \Omega$
Ganho estático	$G = 4,49$
Ciclo de trabalho	$D = 0,723$
Ondulação da tensão de entrada (1%)	$\Delta V_{in} = 0,85 \text{ V}$
Ondulação da tensão de saída (1%)	$\Delta V_o = 3,8 \text{ V}$
Ondulação da corrente de entrada (10%)	$\Delta I_{in} = 0,67 \text{ A}$
Ondulação da corrente de saída (10%)	$\Delta I_o = 0,15 \text{ A}$
Capacitância 1	$C_1 = 64,1 \mu\text{F}$
Capacitância 2	$C_2 = 24,58 \mu\text{F}$
Indutância 1 e 2	$L_1 = L_2 = 2,27 \text{ mF}$
Indutância 3	$L_3 = 8,78 \text{ mF}$

OBS: Valores aproximados na segunda casa decimal.

Fonte: Autor (2025).

Para mais detalhes de tensões e correntes nos componentes para esse cálculo teórico, ver o Apêndice A.

5.3. COMPONENTES ELÉTRICOS

Os valores obtidos pelos cálculos para os componentes do conversor, são uma projeção para que o conversor projetado em regime permanente permaneça em MCC e, por isso, esses valores são estimativas mínimas para que esses componentes durante a operação de trabalho definida não descarreguem e operem em MCCr ou MCD.

Em geral na confecção desses conversores, os indutores passam por um processo de fabricação mais manufaturado e controlado. De forma que o valor do indutor chega a ser igual ou bem próximo ao calculado. Os capacitores, por sua vez, são catalogados em sua maioria e apresentam valores de capacitância predefinida/comerciais para faixa de tensões específicas. Os capacitores para este conversor, apresenta característica de filtro na saída e de fonte

intermediária de tensão entre os estágios de operação (capacitor de acoplamento), servindo para transferir a energia recebida. Logo, seu valor sendo igual ou maior ao projetado não haverá problemas.

Para esse trabalho, nas simulações no software *Power Simulation* (PSIM), foi adotado que:

- A simulação montada com fonte de tensão fixa foi utilizada os valores teóricos de capacitores calculados com duas casas decimais.
- As simulações com os painéis fotovoltaico no foram utilizados capacitores comerciais de valores mais próximos. Os capacitores foram de 47 μF e 100 μF , valores comerciais e que se encontra em faixas de tensões do projeto, inclusive na faixa 400 V sendo adequado para esse conversor. Então:

$$C_1 = 47 \mu F \text{ e } C_1 = 100 \mu F$$

Nas 3 situações simuladas:

- 1ª Simulação: conversor com uma fonte de tensão estável, os valores dos parâmetros dos componentes elétricos do conversor foram os próprios calculados para verificar os formatos de onda da simulação com os teóricos;
- 2ª Simulação: conversor com o módulo fotovoltaico sem controle por MPPT, com os valores de capacitores comerciais;
- 3ª Simulação: conversor com o módulo fotovoltaico com controle por MPPT, com os valores de capacitores comerciais.

5.4. PARÂMETROS PARA OS MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Como mencionado, anteriormente, as tensões e correntes do projeto, foram baseados na pesquisa de módulo fotovoltaicos comerciais. De acordo com a pesquisas, adotou-se de exemplo um painel da marca Skymax, da série RM-600, mais especificamente o modelo de 570 Watts.

Para alimentar o inversor, considerou-se o uso de dois módulos dessa referência em série, atingindo a tensão de 84,6 V de referência adotada na alimentação do conversor proposto. As principais informações pertinentes sobre esse painel podem ser visualizadas na Figura 21. Além disso, para mais informações, o seu datasheet se encontra ao fim deste trabalho, no Anexo

A. Esses valores, são as especificações próprias desse painel em questão, ou seja, esses valores podem variar de acordo com modelo da mesma fabricante e placas de outros fabricantes. Contudo, todas elas seguem a mesma lógica de análise desses parâmetros.

Para parametrizar os dados da placa ser utilizada no PSIM, o software dispõe dessa funcionalidade, sendo possível inserir uma placa com os principais dados e parâmetros relacionados a capacidade do módulo fotovoltaico.

Figura 21 – Recorte do datasheet do painel Skymax RM-600W.

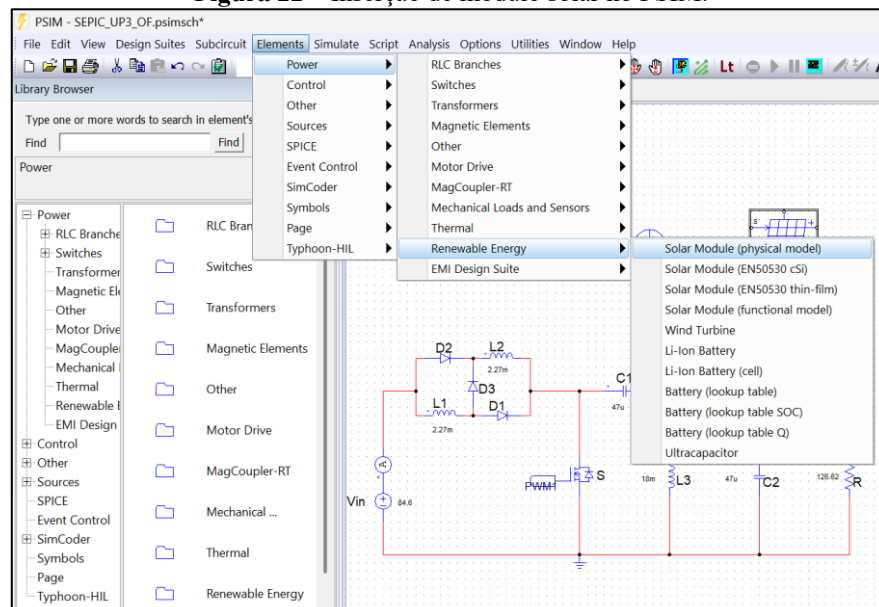
RM-600W-182M/144TB N-TOPCon Bifacial Monocrystalline Module									
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (STC*)									
Rated Power in Watts-Pmax(Wp)	560	565	570	575	580	585	590	595	600
Open Circuit Voltage-Voc(V)	50.67	50.87	51.07	51.27	51.47	51.50	51.70	51.90	52.27
Short Circuit Current-Isc(A)	14.13	14.19	14.25	14.31	14.37	14.36	14.45	14.53	14.61
Max. Power Voltage-Vmpp(V)	41.95	42.14	42.29	42.44	42.59	43.27	43.45	43.61	43.19
Max. Power Current-Impp(A)	13.35	13.41	13.48	13.55	13.62	13.52	13.58	13.64	13.90
Module Efficiency(%)	21.67	21.86	22.06	22.25	22.44	22.6	22.8	23.02	23.22
Maximum system voltage	1500V DC								
Fuse Rating(A)	30								
Temperature coefficient Pmax	-0.29%/°C								
Temperature coefficient Isc	0.045%/°C								
Temperature coefficient Voc	-0.25%/°C								
Refer. Bifacial Factor	80±5%								

*STC: Irradiance 1000W/m², module temperature 25°C, AM=1.5

Fonte: Autor (2025).

Para inserir um painel no PSIM, basta acessar as opções da barra horizontal de utilidades do PSIM: *Elements* → *Power* → *Renewable Energy* → *Solar Module (physical model)*. Como descrito na Figura 22.

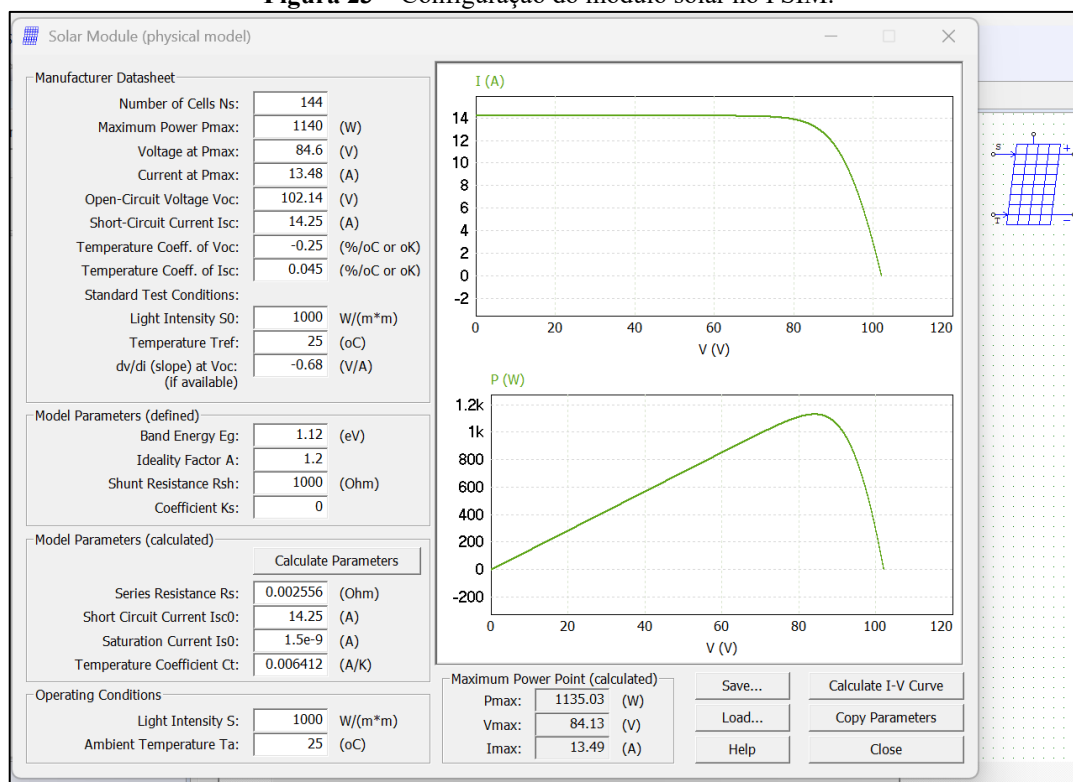
Figura 22 – Inserção de módulo solar no PSIM.



Fonte: Autor (2025).

De acordo com os dados disponíveis no datasheet, a placa foi configurada para uso no software PSIM, inserindo as principais informações da placa e configurando a potência. Figura 23, está descrita a aba para a modificação dos atributos da placa, veja que ela foi configurada conforme o datasheet. Com a inserção dos dados, o cálculo de potência pelas especificações, não chega a atingir a potência máxima estimada no datasheet, isso se dá devido a diversos arredondamentos e formas de cálculo tanto pela fabricante quanto pelo software, contudo o valor é bem próximo e considerável a 1140 Watts.

Figura 23 – Configuração do módulo solar no PSIM.



Fonte: Autor (2025).

5.5. CONTROLE POR MPPT

A potência produzida pelo painel depende diretamente de sua tensão e corrente de operação. Entretanto, devido às características não lineares da curva I-V e P-V, um módulo fotovoltaico possui um único ponto em que a potência gerada é máxima. Esse ponto é chamado de Ponto de Máxima Potência (MPP). Esse ponto pode ser visualizado nas curvas do painel inserido da Figura 23, observe que o ponto máximo de potência, o ponto mais alto, está dentro do intervalo da curva de potência em que o valor de tensão e corrente são os valores máximos estabelecidos, 84,6 V e 13,48 A

Variações de irradiância, temperatura ou até sombreamentos parciais fazem com que o MPP mude continuamente ao longo do tempo. Por esse motivo, o conversor CC–CC que conecta o módulo ao restante do sistema necessita de um controlador capaz de rastrear esse ponto ideal de operação.

Esse processo é chamado de MPPT e sua função é ajustar dinamicamente o a razão cíclica conversor de forma a manter o painel operando exatamente no ponto de maior potência.

Assim, o MPPT garante que o sistema fotovoltaico opere com maior eficiência, com maior aproveitamento energético independente das condições ambientais, principalmente de temperatura e irradiação solar.

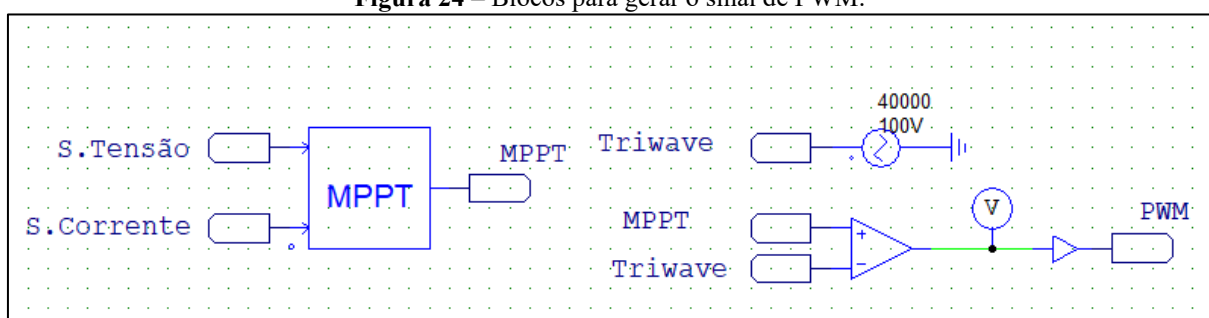
Neste trabalho ele foi inserido para ajustar o ciclo de trabalho da chave S para atingir os valores de potência fornecida pelo painel instantaneamente. Para isso, utilizou-se medições/sensores na saída do painel/entrada do conversor para utilizar esses valores como parâmetros de referência e cálculo da potência. Na Figura 24, contêm os elementos para gerar o PWM da chave. O bloco MPPT, que virtualmente se comporta como um microcontrolador contendo o código para a geração do sinal de referência de MPPT. Esse bloco recebe as entradas das aferições de “sensor de tensão” e “sensor de corrente”, essas entradas são trabalhadas dentro do código do Apêndice B, para gerar um sinal de saída “MPPT”.

O código do Apêndice II, implementa o método de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) baseado na técnica *Perturb and observe* (P&O). O algoritmo calcula continuamente a potência do painel a partir da tensão e corrente medidas e compara esse valor com a potência do ciclo anterior. Essa comparação indica se a última mudança no ciclo de trabalho aproximou ou afastou o sistema do ponto de máxima potência. Quando a potência aumenta, o algoritmo mantém a direção da perturbação; quando diminui, ele inverte o sentido para corrigir o afastamento do MPP. O ajuste aplicado depende do valor do *step* de ajuste do ciclo de trabalho, que define o tamanho das variações no ciclo de trabalho. Um passo maior acelera a resposta, mas aumenta as oscilações, enquanto um passo menor reduz as oscilações, porém deixa o sistema mais lento. Após cada atualização, o ciclo de trabalho é limitado dentro de uma faixa segura e a potência atual passa a ser a nova referência para a próxima iteração.

Com o sinal gerado de MPPT, esse é comparado com outro sinal de mesma natureza de frequência e escalar de 100 de *step*. Esse sinal é de natureza triangular, e servidor como base de ajuste para o chaveamento.

A onda triangular é usada para transformar o valor do MPPT (que representa o ciclo de trabalho desejado) em um sinal PWM real. O comparador verifica continuamente se o valor do MPPT é maior ou menor que a onda triangular. Quando o MPPT é maior, o sinal de saída fica alto; quando é menor, fica baixo. Assim, a largura do pulso do PWM varia conforme o MPPT, permitindo controlar o tempo de condução do transistor. Em resumo, a onda triangular possibilita converter o comando do MPPT em um PWM estável, preciso e com frequência fixa, essencial para o acionamento do conversor.

Figura 24 – Blocos para gerar o sinal de PWM.



Fonte: Autor (2025).

6. RESULTADOS E SIMULAÇÕES

No presente capítulo, serão apresentados os resultados das simulações em 3 condições diferente de uso do conversor. As simulações foram realizadas para um regime permanente em MCC.

6.1. CONVERSOR PROPOSTO COM FONTE DE TENSÃO IDEAL E INVARIÁVEL

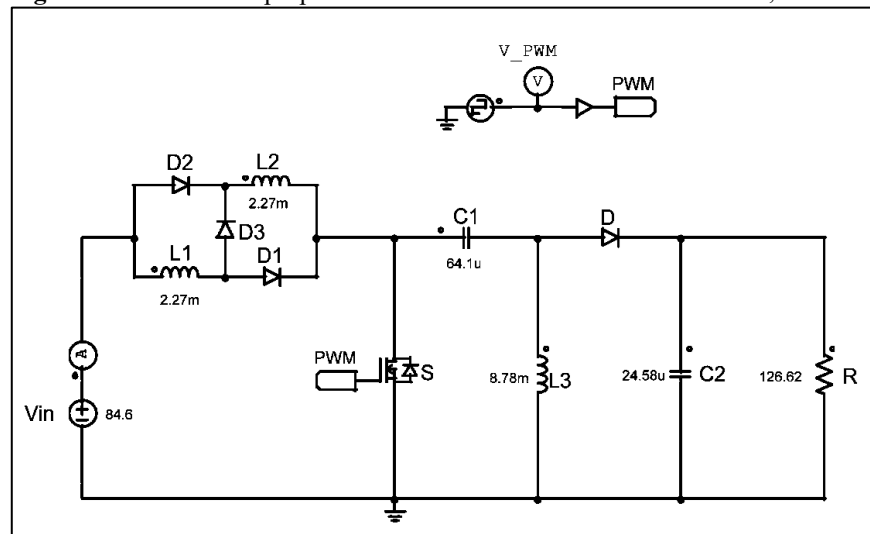
A primeira simulação realizada no *software* PSIM foi do conversor nas condições teóricas. Cujos os valores dos parâmetros dos componentes elétricos são os mesmos da Tabela 5. A Figura 25, contém a topologia com os devidos parâmetros calculados. Além disso, o PWM, é gerado por uma fonte de onda quadrada exposta na Figura 25 foi configurada para o pulso de 1 V de pico, 40kHz e $D = 0,723$. V_PWM indica a ponteira para medir o sinal de tensão gerado pelo PWM que serve para auxiliar na análise das formas de onda geradas.

Com a simulação da topologia em questão, foi possível obter as formas de onda da simulação que são semelhantes as formas de onda teóricas apresentadas na Figura 16.

Essas formas de onda podem ser visualizadas da Figura 26 (a) a (g). Repare que na Figura 26 (a), o PWM não é uma onda perfeitamente quadrada. Isso se deve ao intervalo de tempo de transição da fonte para alternar entre 0 e 1 e vice-versa. Contudo, os formatos de onda quando comparado no intervalo de 0 ou 1, apresentam característica e valores semelhantes a Figura 16.

Os valores médios de tensão e corrente nos componentes estão presentes na Tabela 6.

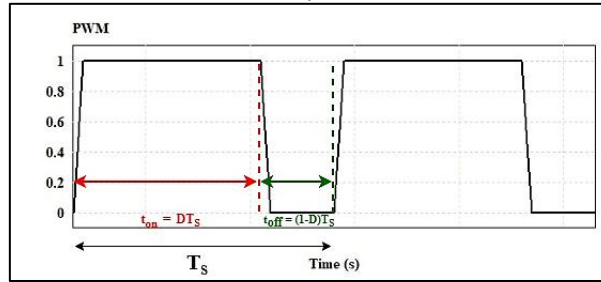
Figura 25 – Conversor proposto com fonte de tensão ideal e invariável, no PSIM.



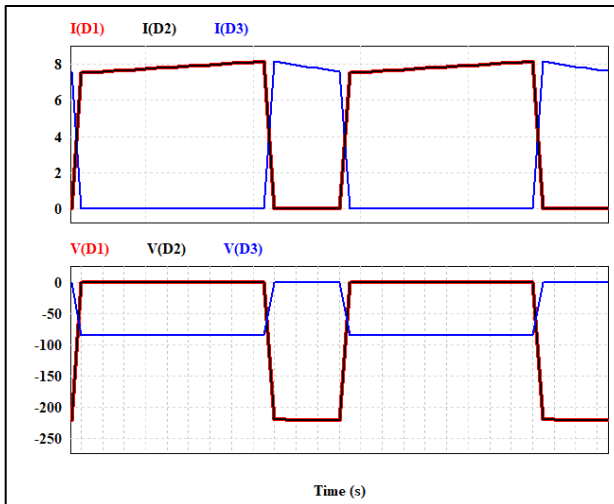
Fonte: Autor (2025).

A formas de onda da Figura 26, estão dentro de 2 períodos completos de comutação, sendo essas formas de onda retiradas depois do período transitório do conversor, no regime permanente de operação. Observe na Figura 26 (a), a delimitação do tempo que a chave permanece ativa (t_{on}) e aberta (t_{off}).

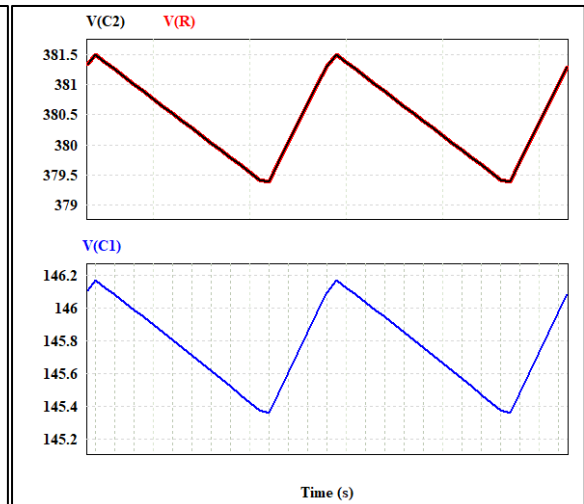
Figura 26 – Formas de onda da simulação no conversor SEPIC-UP3 em MCC.



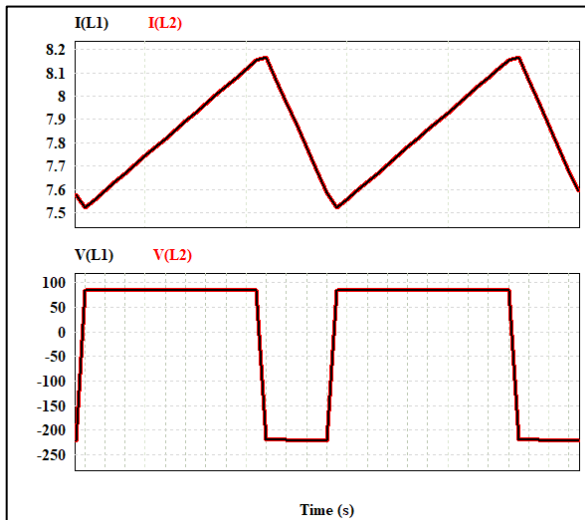
(a) Sinal de PWM



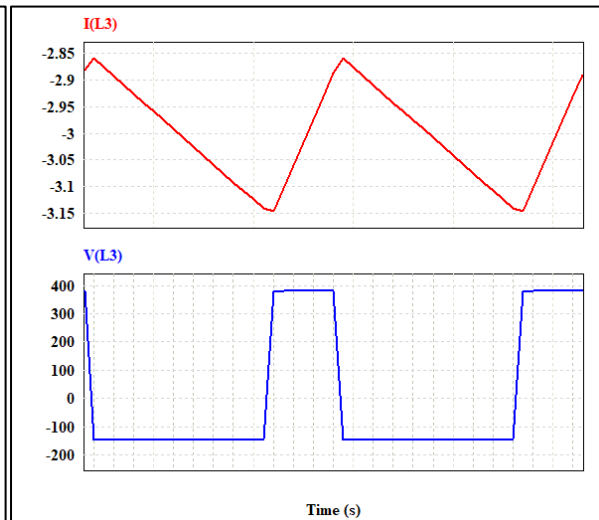
(b) Correntes e tensões nos diodos D_1 , D_2 e D_3



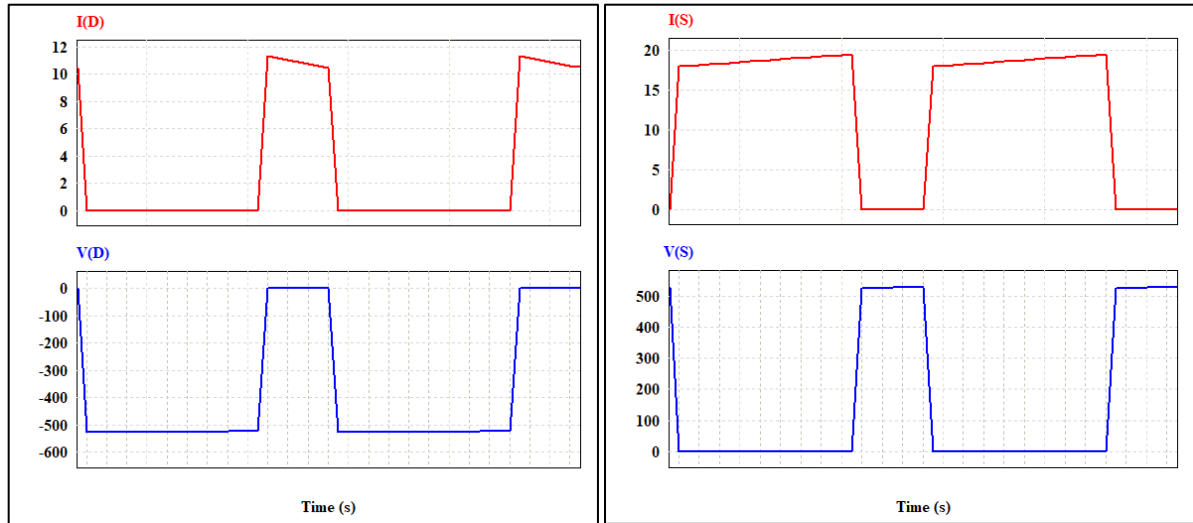
(c) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 e em $V_R(V_o)$



(d) Correntes e tensões nos indutores L_1 e L_2 .



(e) Corrente e tensão no indutor L_3 .

(f) Corrente e tensão no diodo D .(g) Corrente e tensão na chave S .

Fonte: Autor (2025).

Os valores médios de tensão e corrente nos componentes, teórico e simulados, de acordo com os formatos de onda exibidos na Figura 26, estão presentes na Tabela 6.

Tabela 6 – Valores calculados e simulados de tensões e correntes no conversor proposto.

Componente	Teórico		Simulado	
	Tensão média (V)	Corrente média (A)	Tensão média (V)	Corrente média (A)
V_{in}	84,6	13,48	84,6	13,49
R_o	380	3,00	380,39	3,00
L_1	0	6,74	0	7,85
L_2	0	6,74	0	7,85
L_3	0	3,00	0	3,00
C_1	145,75	0	145,75	0
C_2	380	0	380,39	0
Componente	Tensão máxima de bloqueio (V)	Corrente média (A)	Tensão máxima de bloqueio (V)	Corrente média (A)
S	-525,75	11,91	-525,86	13,44
D	-525,75	2,7	-526,38	3,05
D_1	-220,57	4,872	-221,11	5,64
D_2	-220,57	4,872	-221,11	5,64
D_3	-84,6	1,868	-84,6	2,21

Fonte: Autor (2025).

A comparação entre os resultados teóricos/analíticos e os obtidos via simulação no PSIM mostrou que todas as tensões no conversor SEPIC-UP3 ideal permaneceram praticamente idênticas aos valores teóricos, apresentando diferenças inferiores a 1 V. No entanto, observou-se que várias correntes intermediárias (L_1 , L_2 , nos diodos e no interruptor) apresentaram valores

médios superiores aos previstos pelas equações em regime permanente. O memorial de cálculo se encontra no Apêndice I.

Essa diferença é esperada e pode ser proveniente de aspectos inerentes ao modelo computacional do conversor no *software* de simulação, mesmo quando todos os componentes são definidos como ideais. O primeiro ponto relevante é que, enquanto as equações analíticas assumem formas de onda perfeitamente simétricas e centradas em torno do valor médio, o simulador realiza a integração numérica do circuito com base no ciclo de chaveamento, considerando a inclinação real (rampa) das correntes nos indutores. Pequenas assimetrias introduzidas pela discretização temporal do PWM e pela aproximação do instante de comutação resultam em correntes de pico ligeiramente maiores, o que desloca o valor médio para cima.

Além disso, o SEPIC-UP3 utiliza um capacitor série (o capacitor de acoplamento) entre as etapas, cujo carregamento e descarregamento dinâmicos introduzem pequenas variações transitórias mesmo em regime permanente. Embora as variações sejam desprezadas nas equações teóricas, por sua vez, no ambiente de simulação elas produzem ondulações adicionais nas correntes de L_1 , L_2 e L_3 . Esse pequeno aumento no *ripple* também contribui para que as correntes médias fiquem superiores aos valores analíticos.

Outro ponto importante é que, no conversor SEPIC, as correntes em alguns ramos são somatórias. Por exemplo, a corrente no interruptor depende da soma instantânea das correntes de L_1 , L_2 e L_3 . Assim, qualquer aumento de *ripple* ou leve assimetria na divisão de fluxo magnético se reflete diretamente em uma corrente média maior no MOSFET. Da mesma forma, os diodos D_1 e D_2 compartilham correntes provenientes de indutores distintos; na teoria assume-se divisão perfeitamente simétrica, enquanto na simulação pequenas diferenças de inclinação entre as correntes dos indutores resultam em repartições não completamente iguais, elevando as médias de condução.

É importante avaliar que apesar dessas diferenças nas correntes internas, é relevante destacar que tanto a corrente de entrada quanto a corrente de saída permaneceram exatamente iguais às previstas teoricamente. Isso ocorre porque essas correntes são determinadas pelas relações de potência e pelo valor médio das tensões e do ciclo de trabalho, grandezas que não são afetadas pelas ondulações internas. Da mesma forma, as tensões nos capacitores, diodos e capacitores de saída apresentaram excelente conformidade com as equações do modelo analítico, o que confirma que o ponto de operação global do conversor foi corretamente alcançado.

Portanto, essas diferenças observadas nas correntes intermediárias não indicam erro de modelagem ou de simulação, mas sim efeitos típicos da representação numérica de conversores chaveados. Como as tensões e as correntes externas coincidem com a teoria, conclui-se que o conversor opera exatamente no ponto previsto, e as diferenças encontradas resultam exclusivamente da dinâmica interna do circuito, mais detalhada na simulação do que no modelo analítico simplificado.

6.2. CONVERSOR PROPOSTO COM PAINEL FOTOVOLTAICO

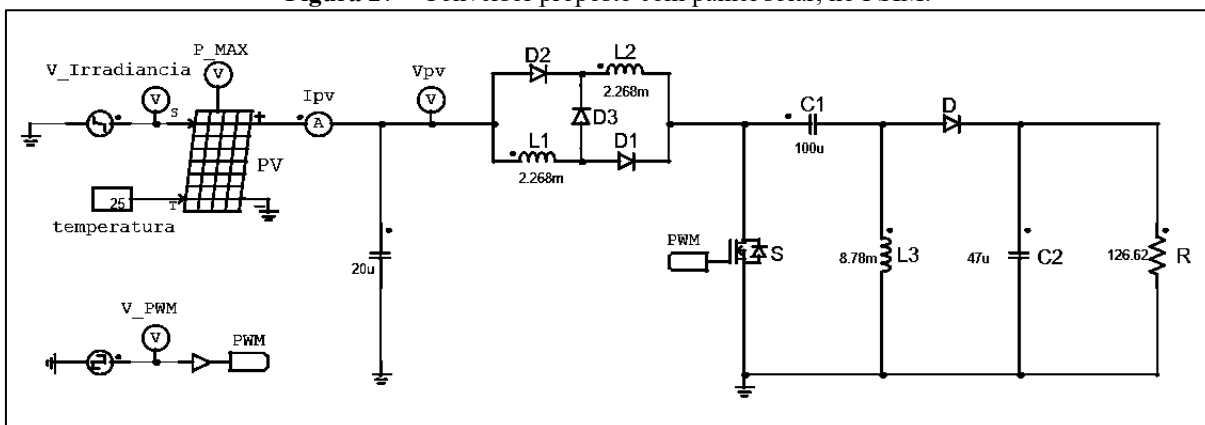
Para a simulação da topologia com a inserção do painel fotovoltaico (PV), estruturada conforme a Figura 27, foram adotados alguns parâmetros e configurações de análise:

- Tempo total de simulação: 600 ms (0,6 s). Valor suficiente para que o conversor e o conjunto PV-conversor atinjam o regime permanente, possibilitando a extração confiável dos valores médios.
- Razão Cíclica: 0,723. Valor teórico calculado para a operação em máxima potência, tendo como referência a potência nominal projetada de aproximadamente 1140 W.
- Frequência de chaveamento: 40 kHz.
- V_Irradiancia: Ponteira de tensão utilizada para medir a grandeza proveniente da fonte de variação de irradiância, responsável por emular diferentes níveis de luz solar incidentes sobre o painel. Essa variável varia entre 0 e 1000 W/m².
- Temperatura: 25 °C. Valor fixado com o objetivo de utilizar diretamente os dados do *datasheet* do módulo fotovoltaico, evitando a necessidade de modelagem térmica adicional.
- P_max: Ponteira de tensão configurada para monitorar a potência máxima entregue pelo painel fotovoltaico conforme as condições instantâneas de irradiância e temperatura.
- Ipv: Ponteira de corrente que mede a corrente fornecida pelo painel e injetada diretamente na entrada do conversor.
- Capacitor de acoplamento (20 µF): Inserido na entrada do conversor para estabilizar a tensão de entrada durante a leitura e facilitar a medição, uma vez que o painel fotovoltaico se comporta predominantemente como uma fonte de corrente.

- V_{pv} : Ponteira de tensão utilizada para monitoramento da tensão de entrada aplicada ao conversor.
- V_PWM : Ponteira de tensão responsável por exibir a forma de onda do sinal PWM gerado pela fonte controladora. Esse sinal contém o ciclo de trabalho e a frequência definidos anteriormente, permitindo acompanhar o chaveamento da topologia.
- Duas situações foram simuladas:
 - Pannel com 1000 W/m^2 variando para 800 W/m^2 após o período de 300ms
 - Pannel com 1000 W/m^2 variando para 500 W/m^2 após o período de 300ms.

Ou seja, foi avaliado o comportamento do conversor para 100, 80 e 50% de intensidade solar.

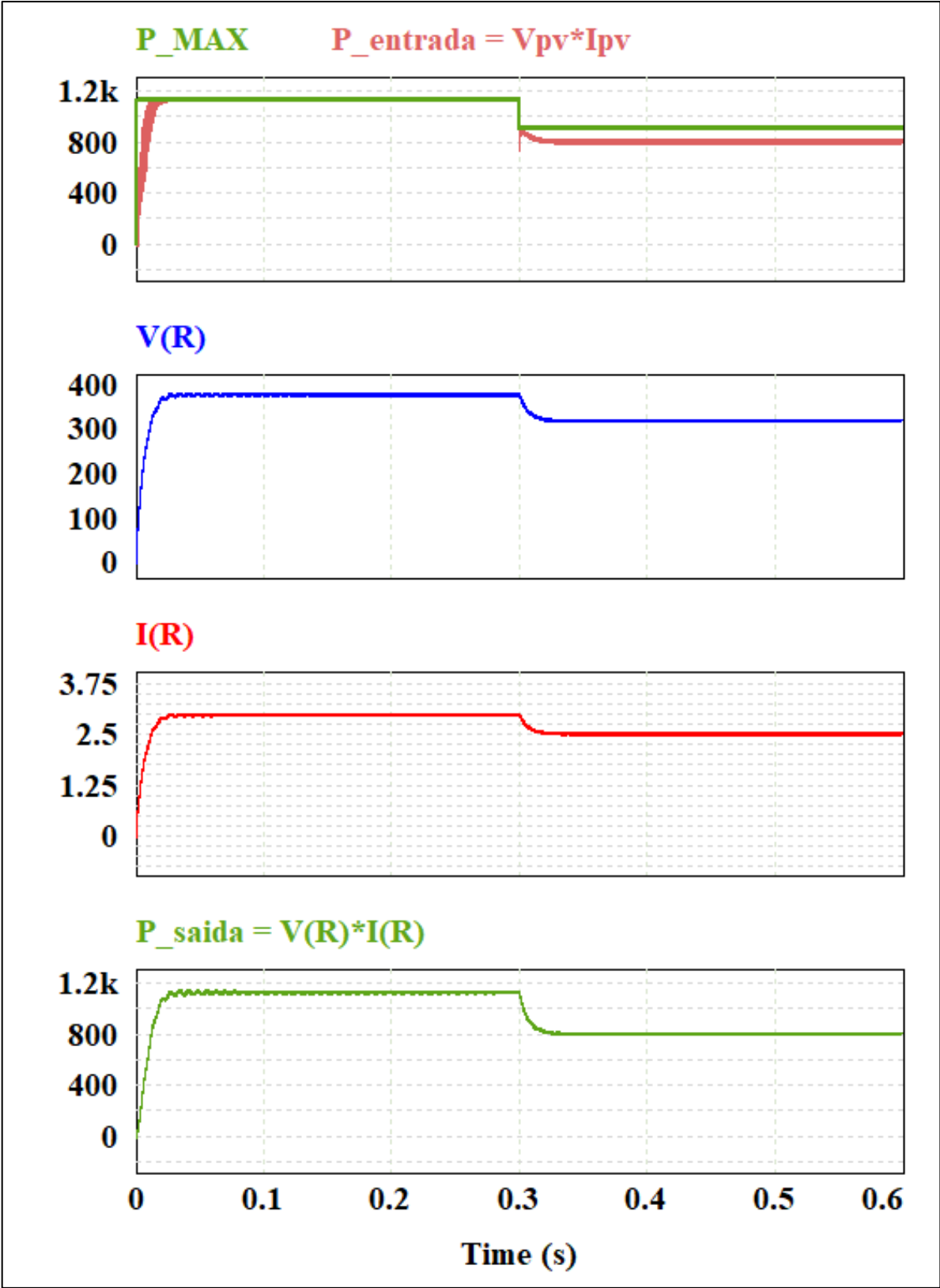
Figura 27 – Conversor proposto com painel solar, no PSIM.



Fonte: Autor (2025).

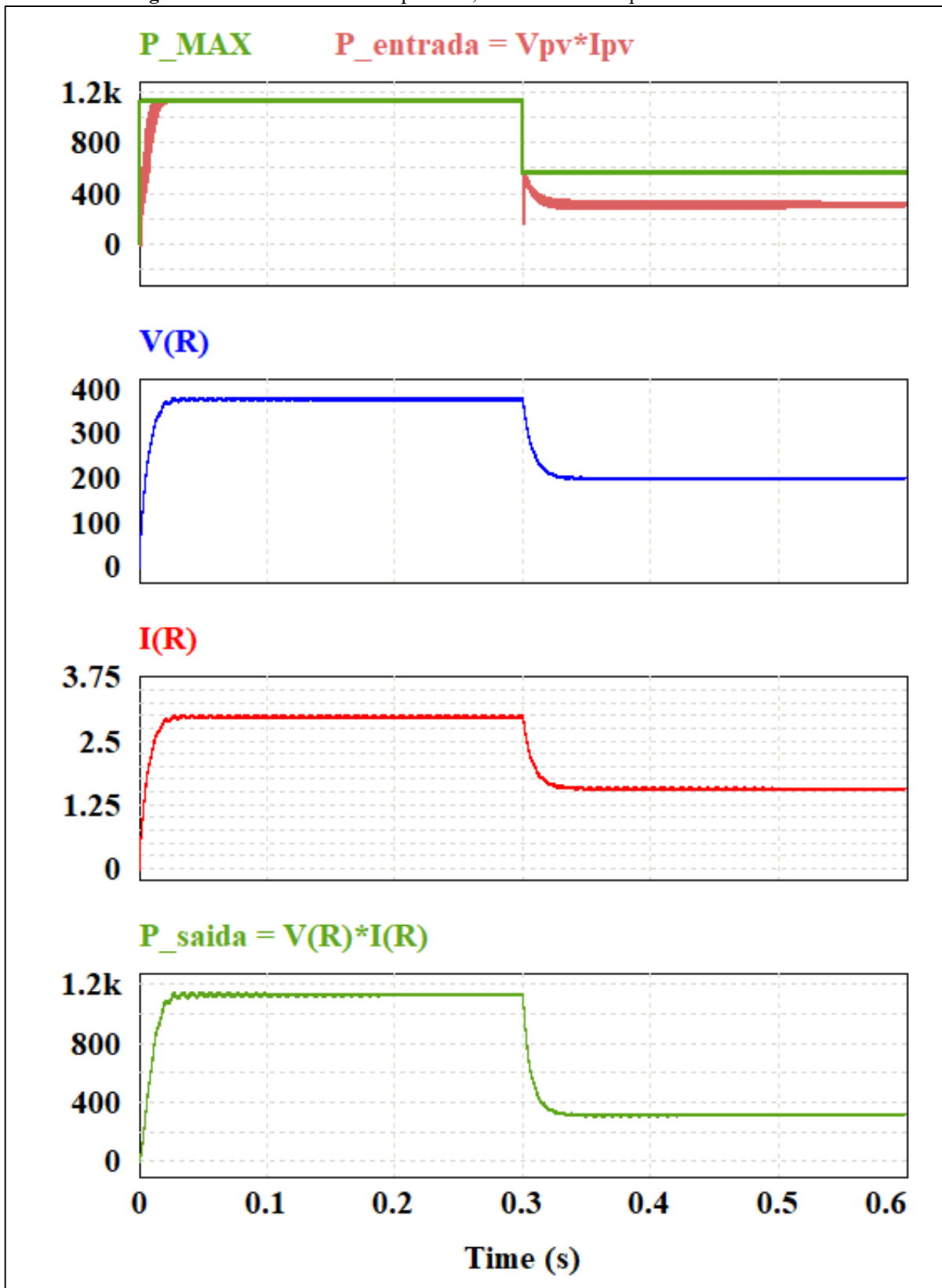
Para a análise dinâmica do conversor operando conectado ao painel fotovoltaico, foram avaliadas as formas de onda de potência de entrada ($V_{pv} \cdot I_{pv}$), tensão de saída ($V(R)$), corrente de saída ($I(R)$) e potência de saída ($V(R) \cdot I(R)$). Essas análises foram feitas para duas variações de irradiância: $1000 \rightarrow 800 \text{ W/m}^2$ e $1000 \rightarrow 500 \text{ W/m}^2$, apresentadas nas Figuras 28 e 29. Com os valores médios expressos na Tabela 7.

Figura 28 – Formas de onda de potência, tensão e corrente para 1000 e 800W/m².



Fonte: Autor (2025).

Figura 29 – Formas de onda de potência, tensão e corrente para 1000 e 500W/m².



Fonte: Autor (2025).

Na primeira situação ($1000 \rightarrow 800 \text{ W/m}^2$), observa-se que:

- No início da simulação (até aproximadamente 0,3 s), o sistema passa pelo regime transitório, até que a potência de entrada converge para a potência máxima esperada do painel sob irradiância de 1000 W/m^2 .
- Durante esse período, a potência de entrada permanece estável e próxima do valor teórico de P_{MAX} , indicando que o conversor opera adequadamente na condição nominal.
- No instante em que a irradiância cai para 800 W/m^2 , ocorre uma redução brusca na potência de entrada. Em seguida, a curva se eleva novamente e busca o novo ponto de equilíbrio correspondente a 800 W/m^2 .

Entretanto, a potência não retorna ao valor teórico ideal esperado para 800 W/m^2 . Isso ocorre porque:

- O conversor foi projetado para operar com ciclo de trabalho fixo ($D = 0,723$), calculado especificamente para entrega máxima de potência em 1000 W/m^2 .
- Quando a irradiância muda, as condições de tensão e corrente do painel também mudam. Para que a potência extraída continue máxima, o D deveria ser ajustado dinamicamente, o que não ocorre na simulação, pois o controle é fixo.

O mesmo fenômeno aparece na segunda situação na transição $1000 \rightarrow 500 \text{ W/m}^2$, em que a queda de potência é ainda mais pronunciada devido à maior redução na energia fornecida pelo painel. Como consequência direta, o conversor atinge regime permanente em níveis inferiores de potência, estabilizando-se abaixo da referência P_{MAX} correspondente às novas condições.

Tabela 7 – Valores médios obtidos na simulação do conversor proposto com painel solar.

Parâmetro	Intensidade solar (W/m^2)				
	1000	800	500	1000-800	1000 e 500
P_{MAX}	1135,03 W	908,03 W	563,46 W	1021,53 W	849,24 W
$V_{PV} * I_{PV} \approx V_R * I_R$	1134,23 W	810,34 W	323,52 W	965,94 W	712,77 W
V_o	378,93 V	320,95 V	204,83 V	348,66 V	288,28 V
I_o	2,99 A	2,53 A	1,62 A	2,75 A	2,28 A

Fonte: Autor (2025).

A potência de entrada ($V_{pv} \cdot I_{pv}$) permanece praticamente igual à potência de saída ($V_o \cdot I_o$) em todas as condições analisadas. Isso confirma o comportamento idealizado do conversor, já que a simulação não considera perdas resistivas, comutação ou limitações dos componentes reais. As reduções de potência e tensão acompanham diretamente a queda da irradiância. Nas condições de 800 e 500 W/m², observa-se diminuição significativa da potência disponível no painel, o que se reflete em reduções proporcionais de V_o e I_o . Em algumas situações, isso representa quedas próximas de 100 W em relação à condição de 1000 W/m².

A diferença entre P_{MAX} e a potência realmente transferida ao conversor ocorre devido ao D fixo. O conversor opera com $D = 0,723$, valor calculado para o MPP em 1000 W/m². Quando a irradiância diminui, o ponto de máxima potência do painel muda, mas o conversor continua operando com o mesmo ciclo de trabalho, deixando de ajustar sua razão de conversão para a nova curva $I-V$. Isso explica por que, em 800 e 500 W/m², a potência extraída fica abaixo do ideal.

Mesmo com diferenças notáveis nas correntes intermediárias do circuito, a coerência energética global é mantida. A potência de entrada permanece compatível com a potência de saída, e as tensões seguem o comportamento esperado para um conversor SEPIC operando fora do ponto ótimo de rastreamento. Em resumo, as discrepâncias observadas não se devem à configuração da topologia, mas à ausência do MPPT e ao uso de D fixo, que limita o aproveitamento da potência disponível em condições de irradiância reduzida.

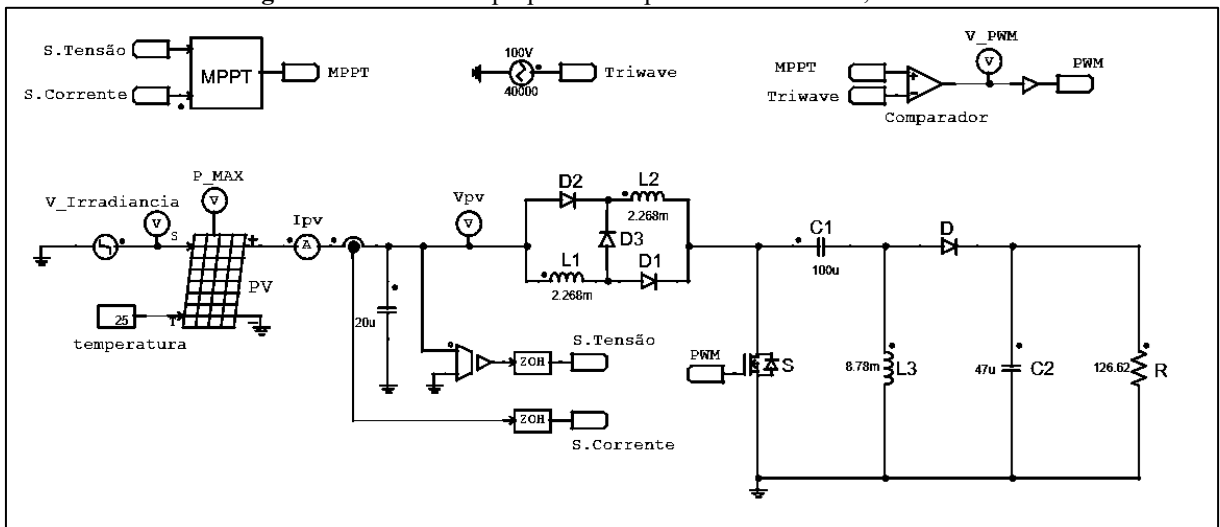
6.3. CONVERSOR PROPOSTO COM PAINEL FOTOVOLTACO E MPPT

Para a simulação da topologia com a inserção do painel fotovoltaico (PV) e bloco com controle de MPPT, estruturada conforme a Figura 30, foram adotados alguns parâmetros e configurações de análise, semelhantes ao da simulação da topologia da seção anterior. Embora com alguns novos detalhes:

- Sensor de tensão (S.Tensão): Inserido a jusante do capacitor de filtro da entrada. Servindo para coletar as informações de tensão na entrada do conversor, a ser discretizada pelo bloco ZOH e enviada como sinal de entrada do bloco MPPT.
- Sensor de corrente (S.Corrente): Inserido a montante do capacitor de filtro da entrada. Servindo para coletar as informações de corrente na entrada do conversor, a ser discretizada pelo bloco ZOH e enviada como sinal de entrada do bloco MPPT.

- Bloco MPPT: Recebe os sinais de tensão e corrente, trata esses dados, funciona como o microcontrolador virtual da simulação, usando os dados e tratando esses no código para fornecer uma saída MPPT respectivo ao pulso e ciclo de trabalho ajustado para o chaveamento naquele instante
- Fonte de onda triangular (*Triwave*): Anteriormente explicada, serve para ser comparada e auxiliar na geração do PWM de chaveamento.
- Comparador: Bloco que compara a *Triwave* e o sinal MPPT para gerar o sinal PWM.

Figura 30 – Conversor proposto com painel solar e MPPT, no PSIM.



Fonte: Autor (2025).

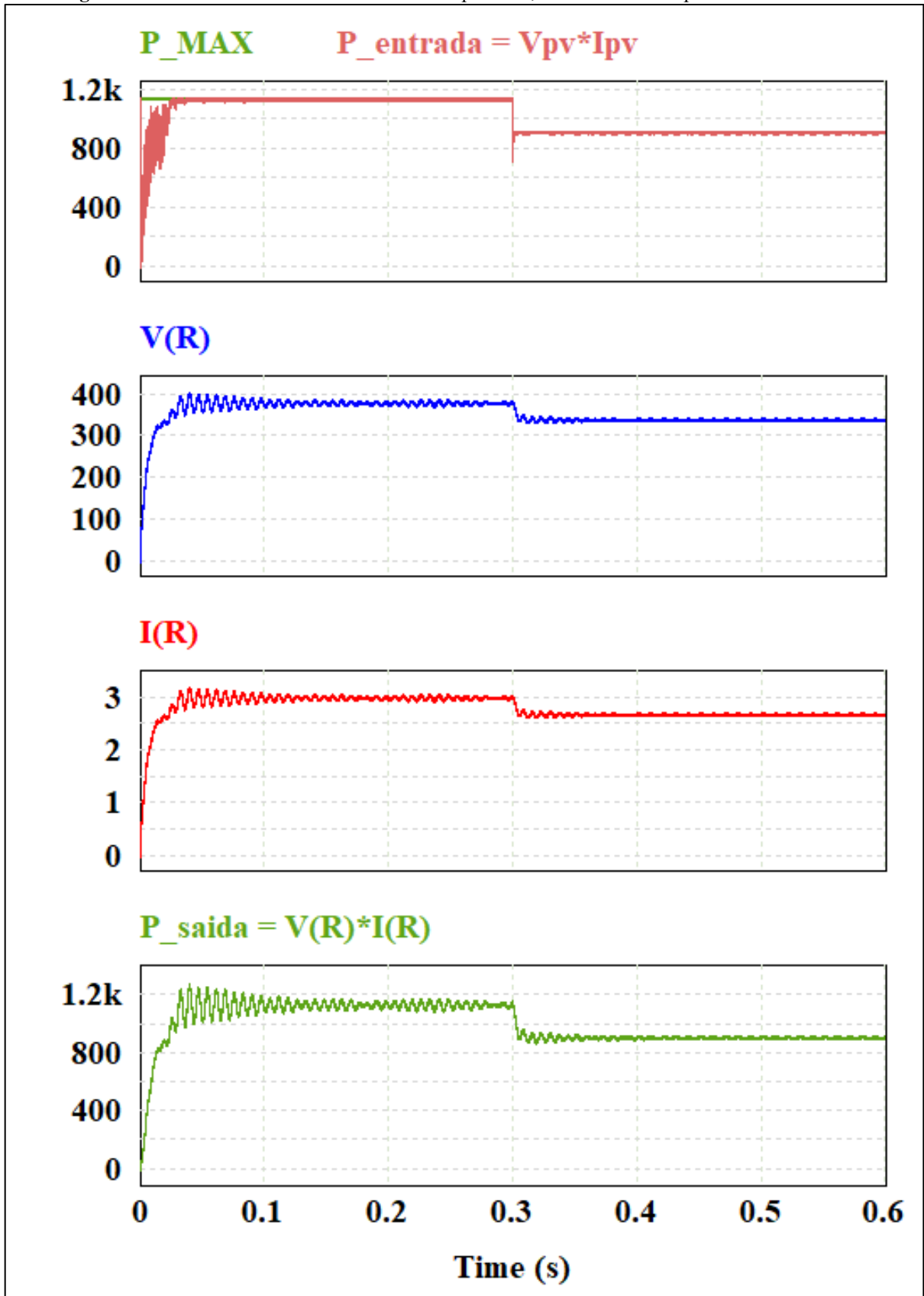
Para a análise dinâmica do conversor operando conectado ao painel fotovoltaico e com MPPT, foram avaliadas as formas de onda de potência de entrada ($V_{pv} \cdot I_{pv}$), tensão de saída ($V(R)$), corrente de saída ($I(R)$) e potência de saída ($V(R) \cdot I(R)$). Essas análises foram feitas para duas variações de irradiância: $1000 \rightarrow 800 \text{ W/m}^2$ e $1000 \rightarrow 500 \text{ W/m}^2$, apresentadas nas Figuras 31 e 32. A Tabela 8 resume os valores médios obtidos para cada nível de irradiância considerando o conversor operando com o algoritmo MPPT.

Tabela 8 – Valores médios obtidos na simulação do conversor proposto com placa solar e MPPT.

Parâmetro	Intensidade solar (W/m^2)				
	1000	800	500	1000-800	1000-500
P_{MAX}	1135,03 W	908,03 W	563,46 W	1015,03 W	849,24 W
$V_{PV} \cdot I_{PV} \approx V_R \cdot I_R$	1105,01 W	907,14 W	552,80 W	1013,90 W	828,01 W
V_o	378,19 V	339,22 V	265,70 V	357,83 V	319,22 V
I_o	2,99 A	2,68 A	2,10 A	2,83 A	2,52 A

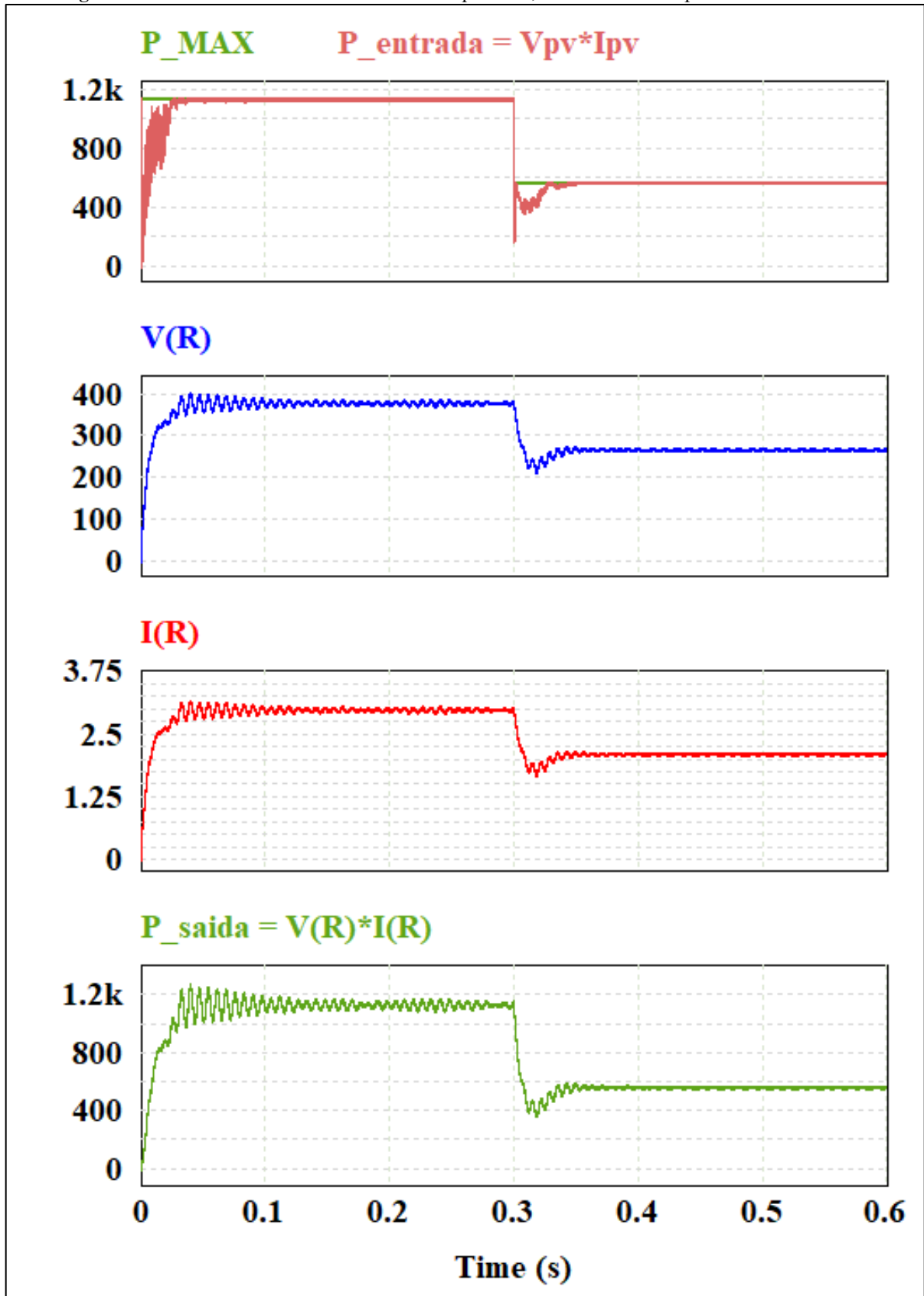
Fonte: Autor (2025).

Figura 31 – Pannel + MPPT: Formas de onda de potência, tensão e corrente para 1000 e 800W/m².



Fonte: Autor (2025).

Figura 32 – Pannel + MPPT: Formas de onda de potência, tensão e corrente para 1000 e 500W/m².



Fonte: Autor (2025).

A partir dos valores médios e formas de onda coletados, é possível destacar os seguintes pontos:

1. Acompanhamento adequado do ponto de máxima potência

Os valores de $V_{PV} \cdot I_{PV}$ permanecem muito próximos de P_{MAX} para todas as condições de irradiância. Isso evidencia que o MPPT está atuando corretamente, ajustando o D para conduzir o conversor ao novo ponto de operação sempre que a irradiância muda.

Enquanto no caso sem MPPT havia perdas significativas devido ao D fixo, aqui o erro entre a potência disponível e a potência extraída é pequeno, mesmo após variações bruscas de irradiância.

2. Comportamento transitório e correção automática

Nas transições $1000 \rightarrow 800 \text{ W/m}^2$ e $1000 \rightarrow 500 \text{ W/m}^2$, observa-se:

- Uma queda momentânea de potência, característica da mudança no ponto de operação do painel.
- Em seguida, o MPPT ajusta o ciclo de trabalho e o sistema converge rapidamente para um novo regime permanente.
- Tanto a tensão quanto a corrente apresentam pequenas ondulações durante o processo de busca, resultado natural da ação perturba e observa.

Essas oscilações não desaparecem completamente, pois o passo de perturbação é fixo e não permite um ajuste extremamente fino. Contudo, seu impacto é pequeno e compatível com sistemas reais.

3. Melhora significativa no aproveitamento energético

Comparando os valores de potência média:

- Com MPPT, o conversor opera muito mais próximo de P_{MAX} em todas as condições.
- Em 800 e 500 W/m^2 , a diferença entre a potência entregue e a potência máxima disponível é bem menor que na simulação sem MPPT.
- Isso ocorre porque o algoritmo reposiciona continuamente o ponto de operação do conversor, garantindo extração quase ótima de energia.

O resultado disso pode ser visualizado na Tabela 8. Repare que os valores de potência usadas pelo conversor nas 2 situações apresentam uma pequena diferença se comparado a referência, indicando um melhor aproveitamento de potência devido ao controle por MPPT.

6.4. ANÁLISE COMPARATIVA DAS SIMULAÇÕES

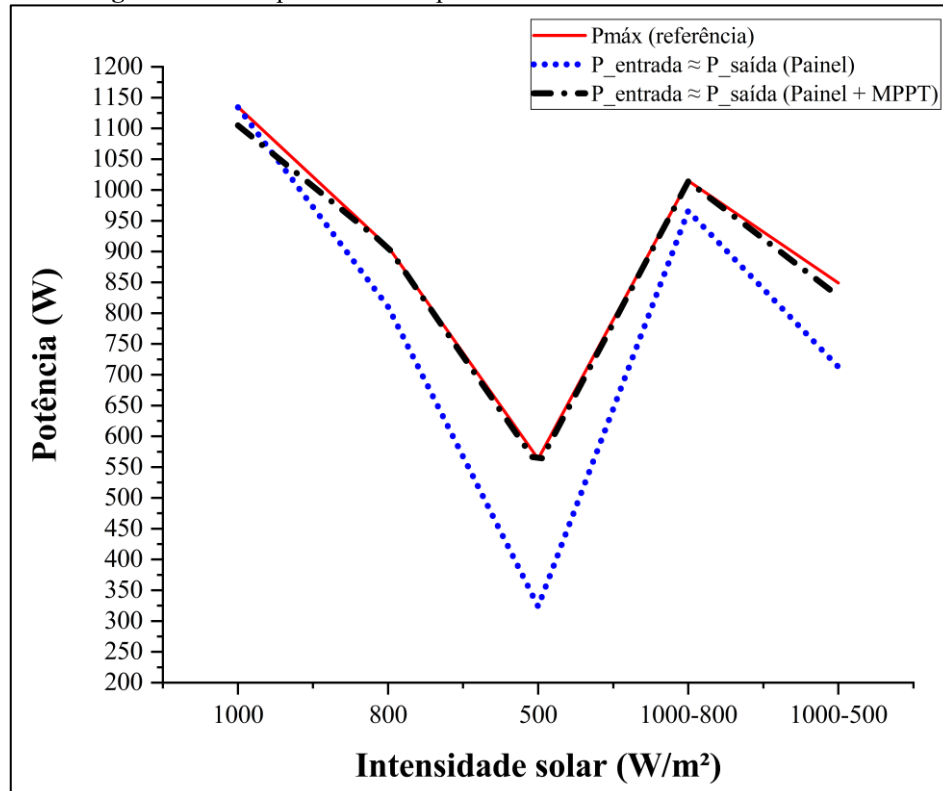
Para a análise realizada a seguir, para melhor entendimento, visualize o gráfico da Figura 33 e a Tabela 9, a seguir, que contém comparativo dos valores médios do conversor com o painel e do conversor com painel mais a implementação do MPPT.

Tabela 9 – Conversor com painel versus conversor com painel solar e MPPT.

Intensidade solar (W/m ²)	$P_{MÁX}$ (W)			$V_{PV} * I_{PV} \approx V_R * I_R$ (W)			V_o (V)			I_o (A)		
	<i>Painel</i>	<i>Painel + MPPT</i>	<i>Ganho</i>	<i>Painel</i>	<i>Painel + MPPT</i>	<i>Ganho</i>	<i>Painel</i>	<i>Painel + MPPT</i>	<i>Ganho</i>	<i>Painel</i>	<i>Painel + MPPT</i>	<i>Ganho</i>
1000	1135,03	1135,03	<u>0</u>	1134,23	1105,01	<u>-29,22</u>	378,93	378,19	<u>-0,74</u>	2,99	2,99	<u>0</u>
800	908,03	908,03	<u>0</u>	810,34	907,14	<u>96,8</u>	320,95	339,22	<u>18,27</u>	2,53	2,68	<u>0,15</u>
500	563,46	563,46	<u>0</u>	323,52	552,8	<u>229,28</u>	204,83	265,7	<u>60,87</u>	1,62	2,1	<u>0,48</u>
1000-800	1015,03	1015,03	<u>0</u>	965,94	1013,9	<u>47,96</u>	348,66	357,83	<u>9,17</u>	2,75	2,83	<u>0,08</u>
1000-500	849,24	849,24	<u>0</u>	712,77	828,01	<u>115,24</u>	288,28	319,22	<u>30,94</u>	2,28	2,52	<u>0,24</u>

Fonte: Autor (2025).

Figura 33 – Comportamento da potência do conversor sem e com MPPT.



Fonte: Autor (2025).

A Tabela 9 permite observar claramente o efeito do controle MPPT no desempenho do conversor em diferentes condições de irradiância. A seguir, os principais pontos:

1. P_MAX permanece igual com ou sem MPPT.

Como esperado, o valor teórico de P_MAX depende apenas da irradiância e da temperatura do painel. Portanto, tanto na coluna *Painel* quanto *Painel + MPPT*, P_MAX é idêntico em todas as condições. O MPPT não altera a potência teórica, apenas tenta aproximar a operação do conversor dela.

2. O MPPT aumenta significativamente a potência realmente extraída do painel.

Comparando $V_{pv} \cdot I_{pv}$, observa-se:

- Em 1000 W/m²: a diferença é pequena (29 W), pois o ciclo inicial $D = 0,723$ já foi dimensionado para essa condição. Isso acontece devido ao MPPT atuar no regime transitório e acaba dando ganhos no ciclo de trabalho logo no início e esse ajuste causa atraso para a potência se elevar até atingir a referência. Por isso, com somente o painel, onde o ciclo ajustado já em 0,723, nesse início se torna um pouco mais eficiente do que com MPPT.
- Em 800 W/m²: o ganho é expressivo ($\approx +97$ W).
- Em 500 W/m²: o ganho é ainda maior ($\approx +229$ W).

Logo, quanto maior a distância entre a condição real e o D fixo, maior é a perda se o MPPT não atuar. O MPPT recupera essa potência perdida ajustando o D para rastrear o novo MPP. E, as perdas são mais acentuadas caso a irradiância seja cada vez menor.

3. O MPPT também melhora os níveis de tensão e corrente.

Observando as colunas V_o e I_o :

- Em irradiância plena (1000 W/m²), praticamente não há diferença.
- Em 800 e 500 W/m², o MPPT aumenta tanto a tensão quanto a corrente.
- O aumento na tensão de saída chega a +60 V em 500 W/m².
- O aumento da corrente chega a +0,48 A.

Isso mostra que, ao ajustar continuamente o ciclo de trabalho, o MPPT reorganiza o ponto de operação do conversor para extrair mais energia do painel.

4. Períodos de transição (1000→800 e 1000→500) também mostram ganhos

As médias nos intervalos mistos (1000–800 e 1000–500):

- Mostram ganhos consistentes na potência entregue ao conversor.
- Evidenciam que o MPPT permite que o sistema se recupere mais rapidamente após a queda de irradiância.
- A potência média extraída é significativamente maior do que no caso sem MPPT.

Exemplo: 1000–500 W/m²: ganho de +115 W somente em potência de entrada.

5. Conclusões.

- ✓ O conversor sem MPPT só opera de forma ideal em 1000 W/m², condição para a qual foi projetado.
- ✓ Quando a irradiância cai, o D fixo impede o rastreamento do novo MPP, resultando em perdas que chegam a 229 W para as condições analisadas de irradiância até 500 W/m².
- ✓ O conversor com MPPT ajusta o D dinamicamente, recuperando praticamente toda a potência possível em cada condição.
- ✓ Tensões e correntes seguem o mesmo comportamento, demonstrando maior estabilidade e alinhamento com o ponto de máxima potência.
- ✓ O MPPT não elimina totalmente ondulações devido aos passos discretos do algoritmo, mas mantém operação muito próxima do MPP.

7. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho apresentou o desenvolvimento, modelagem e simulação de um conversor CC-CC do tipo SEPIC modificado com célula multiplicadora de tensão Up3, aplicado a sistemas fotovoltaicos. A investigação permitiu compreender de forma consistente o comportamento da topologia proposta e avaliar seu desempenho sob diferentes condições de operação, tanto idealizadas quanto conectadas a um módulo fotovoltaico virtual-realista.

A análise teórica forneceu as bases para o cálculo dos componentes e definição das tensões e correntes críticas, resultando em um projeto coerente com as exigências de operação em condução contínua e com tensão de saída próxima a 380 V. As simulações no PSIM confirmaram a precisão do modelo analítico, especialmente no que diz respeito às tensões internas, cujas diferenças permaneceram inferiores a 1 V em relação aos valores calculados. As variações observadas nas correntes intermediárias do conversor foram justificadas pela discretização numérica do chaveamento pelo modelo matemático do simulador, não comprometendo a validade dos dados obtidos.

Ao ser conectado a um módulo fotovoltaico, o conversor manteve comportamento estável e adequado ao regime previsto. A inclusão do algoritmo MPPT, baseado no método Perturba e Observa, foi determinante para o aumento do aproveitamento energético. Para irradiâncias de 800 W/m² e 500 W/m², o controle recuperou até +97 W e +229 W, respectivamente, demonstrando sua eficiência em reposicionar dinamicamente o ponto de operação do conversor. Os ganhos também se refletiram nas grandezas de saída, com aumento significativo de tensão e corrente, e em transições rápidas de irradiância, onde o sistema apresentou menor tempo de recuperação e maior proximidade do ponto de máxima potência.

Com isso, o conjunto conversor–painel–MPPT mostrou capacidade de operar de forma eficiente mesmo em cenários de variação solar, evidenciando que a proposta atende às exigências de aplicações fotovoltaicas que demandam alta estabilidade e desempenho energético.

Como continuidade desta pesquisa, recomenda-se: (i) implementar técnicas adicionais de elevação de tensão para reduzir o ciclo de trabalho e aumentar o rendimento global; (ii) empregar controladores PI ou técnicas avançadas de controle para estabilização da tensão de saída; e (iii) realizar implementação prática do protótipo, permitindo validar experimentalmente os resultados obtidos e aperfeiçoar a robustez da topologia para aplicações reais.

REFERÊNCIAS

ALVES, Victor Parente de Oliveira *et al.* NANORREDES EM CORRENTE CONTÍNUA: principais configurações e um caso prático aplicado na amazônia. **Revista Científica Semana Acadêmica**, [S.L.], v. 12, n. 242, p. 1-21, 29 jan. 2024. Revista Científica Semana Acadêmica. <http://dx.doi.org/10.35265/2236-6717-242-12928>.

AXELROD, B.; BERKOVICH, Y.; IOINOVICI, A..Switched-Capacitor/Switched-InductorStructures for GettingTransformerlessHybrid DC–DC PWM Converters. **IeeeTransactionsOnCircuitsAnd Systems I: Regular Papers**, [S.L.], v. 55, n. 2, p. 687-696, mar. 2008. Instituteof Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tcsi.2008.916403>.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 6. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2006. 328 p.

Empresa De Pesquisa Energética (EPE). **Balanco energético nacional 2025**: relatório síntese. Rio de Janeiro: EPE, 2025. Disponível em:< <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2025>>. Acesso em: 27 out. 2025.

FOROUZESH, Mojtaba; SIWAKOTI, Yam P.; GORJI, Saman A.; BLAABJERG, Frede; LEHMAN, Brad. **Step-Up DC–DC Converters: a comprehensive review of voltage-boostingtechniques, topologies, andapplications**. IEEE TransactionsOn PowerElectronics, [S.L.], v. 32, n. 12, p. 9143-9178, dez. 2017. InstituteofElectricalandElectronicsEngineers (IEEE).<http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2017.2652318>. Disponível em:<https://ieeexplore.ieee.org/document/7872494>. Acesso em: 25 set. 2024.

GARCIA, Fellipe Saldanha. **Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com ganhos estáticos elevados**. 2010. 120 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica e Computação, Departamento de Sistemas e Controle de Energia, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2010.

HART, Daniel W..**Eletrônica de potência**: análise e projetos de circuitos. Porto Alegre: Amgh, 2012. 480 p.

IOINOVICI, Adrian. **Power Electronicsand Energy Conversion Systems**: fundamentalsand hard-switchingconverters. Noida: John Wiley & Sons, 2013. 831 p.

PEDROLLO, Guilherme Rodrigues. **Estudo do conversor Zeta em condução simultânea dos semicondutores aplicada à alimentação de LEDs de potência**. 2015. 208 f. Dissertação(Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Católica do Rio Grande do Sul, PortoAlegre, 2015. Disponível em: <http://tede2.pucrs.br/tede2/handle/tede/6142>. Acesso em: 29 out.2025.

POMILIO, José Antenor. **Fontes Chaveadas**. 2004. 194 f. Curso de Engenharia Elétrica e de Computação, Departamento de Sistemas e Controle de Energia, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2004. Cap. 3.

POZZATTI, Evandro. **Projeto E Análise De Uma Fonte Chaveada Em Alta Frequência Para Laboratório De Ensino Com Saídas: $\pm 12\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, $\pm 3,3\text{ V}$ E Variável Até 25 V** . 2015. 76 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Departamento Acadêmico de Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campo Mourão, 2015.

RASHID, Muhammad H.. **Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações**. 5. ed. São Paulo: Pearson, 2014. 853 p.

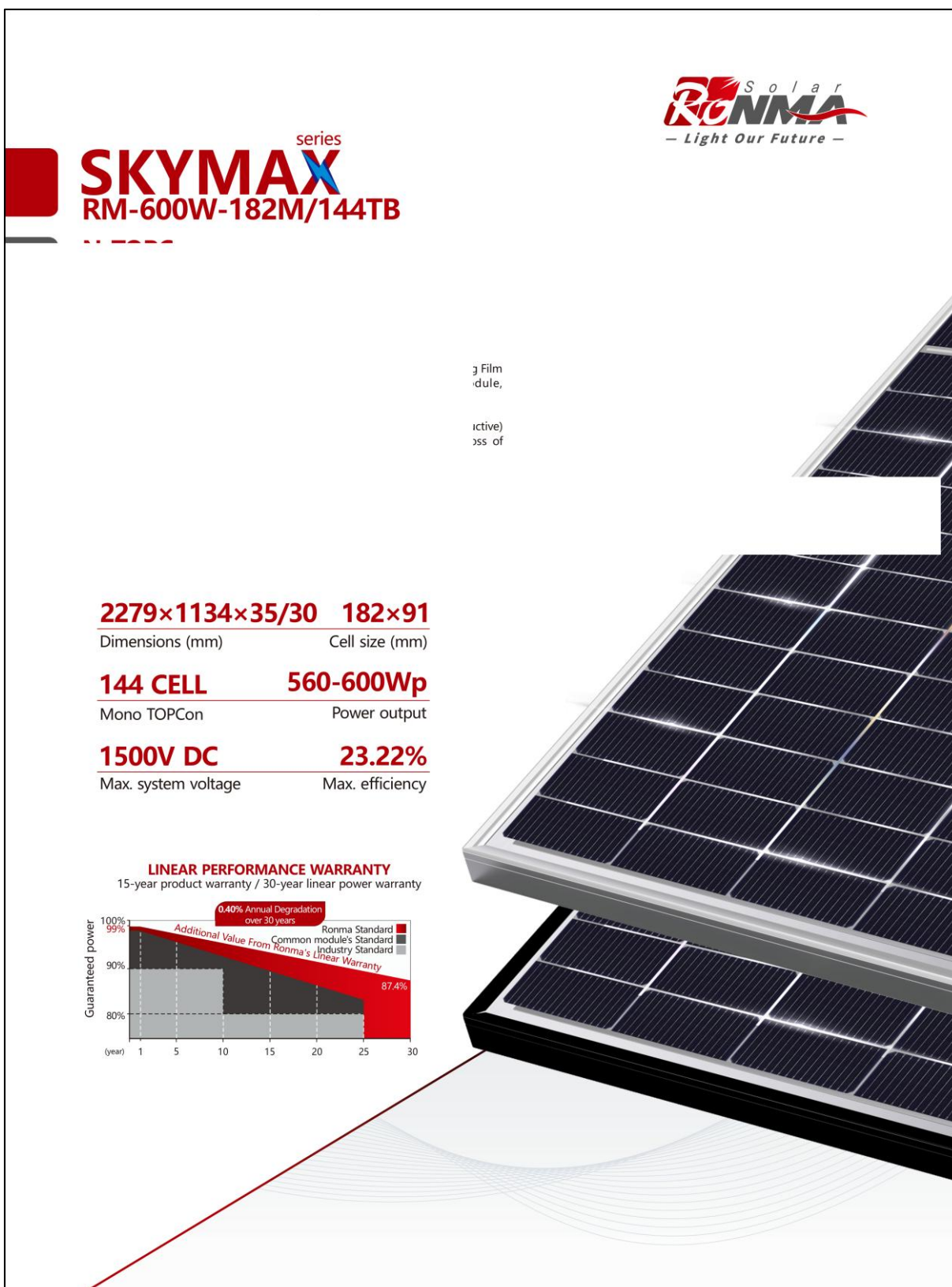
REN21. **Renewables 2025 global status report: global overview**. Paris: REN21, 2025. Disponível em: <<https://www.ren21.net/reports/global-status-report/>>. Acesso em: 27 out. 2025.

SCHMITZ, Lenon. **Metodologia para Concepção de Conversores CC-CC de Alto Ganho Baseados em Topologias Básicas com Indutor Acoplado e Células Multiplicadoras de Tensão**. 2020. 181 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2020.

TAVARES, Douglas de Andrade. **CONCEPÇÃO DE CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS INTEGRADOS COM AMPLA TAXA DE CONVERSÃO**. 2019. 80 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de São João Del-Rei, São João Del-Rei, 2019.

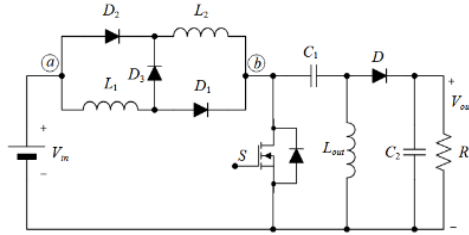
TOFOLI, Fernando Lessa. **Conversores CC-CC não isolados: análise, modelagem e controle**. São Paulo: Artliber, 2018. 268 p.

ANEXO A – Datasheet do Painei Skymax RM-600W



APÊNDICE A – Memorial de cálculo teórico do conversor proposto

Topologia:



Dados gerais do projeto:

$$f_s := 40000 \text{ Hz}$$

(frequência de chaveamento)

$$I_{in} := 13.48 \text{ A}$$

(corrente de entrada)

$$n := 1$$

(eficiência)

$$q := 2$$

(qde. de placas)

$$V_{in} := q \cdot 42.3 \text{ V} = 84.6 \text{ V}$$

(Tensão de entrada)

$$P_{in} := V_{in} \cdot I_{in} = (1.14 \cdot 10^3) \text{ W}$$

(Potência de entrada)

$$P_o := n \cdot P_{in}$$

(Potência de saída)

$$V_o := 380 \text{ V}$$

(Tensão máxima de saída)

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 3.001 \text{ A}$$

(Corrente máxima de saída)

$$R := \frac{V_o}{I_o} = 126.621 \Omega$$

(Carga projetada para máxima potência)

$$G := \frac{V_o}{V_{in}} = 4.492$$

[Ganho do conversor]

$$D := \frac{-(1+G) + \sqrt{G^2 + 6 \cdot G + 1}}{2} = 0.723$$

[Ciclo de trabalho (Duty cycle)]

$$\Delta V_{in} := 0.01 \cdot V_{in} = 0.846 \text{ V}$$

$$\Delta V_o := 0.01 \cdot V_o = 3.8 \text{ V}$$

11% de

$$\Delta I_{in} := 0.1 \cdot I_{in} = 1.348 \text{ A}$$

$$\Delta I_o := 0.1 \cdot I_o = 0.3 \text{ A}$$

110% de

Cálculo do componentes:

$$C_1 := \frac{I_{in} \cdot (1-D)}{(1+D) (\Delta V_{in}) \cdot f_s} = (6.41 \cdot 10^{-5}) \text{ F} \quad L_{eq} := \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_{in} \cdot f_s} = (1.134 \cdot 10^{-3}) \text{ H}$$

$$C_2 := \frac{I_{in} \cdot (1-D)}{\Delta V_o \cdot f_s} = (2.458 \cdot 10^{-5}) \text{ F}$$

$$L_{1,2} := 2 \cdot L_{eq} = (2.268 \cdot 10^{-3}) \text{ H}$$

$$L_3 := \frac{V_o \cdot (1-D)}{\Delta I_o \cdot f_s} = (8.775 \cdot 10^{-3}) \text{ H}$$

Tensões e Correntes

· Fonte - V_{in}

$$V_{in} = 84.6 \text{ V}$$

$$I_{in} = 13.48 \text{ A}$$

· Carga - R

$$V_R := V_o = 380 \text{ V}$$

$$I_R := I_o = 3.001 \text{ A}$$

· Indutor - $L_{1,2}$

$$V_{L1,2}(\text{méd}) := 0$$

$$I_{L1,2}(\text{méd}) := \frac{I_{in}}{2} = 6.74 \text{ A}$$

· Indutor 3 - L_3

$$V_{L3}(\text{méd}) := 0$$

$$I_{L3}(\text{méd}) := I_o = 3.001 \text{ A}$$

· Capacitor 1 - C_1

$$V_{C1med} := V_{in} \cdot (1 + D) = 145.747 \text{ V}$$

$$I_{C1}(\text{méd}) := 0$$

· Capacitor 2 - C_2

$$V_{C2}(\text{méd}) := V_o = 380 \text{ V}$$

$$I_{C2}(\text{méd}) := 0$$

· Diodos - D_1, D_2, D_3 e D

$$V_{D(\text{máx})} := -(V_{C1med} + V_o) = -525.747 \text{ V}$$

$$I_{D(\text{méd})} := (1 - D) \cdot \left(\frac{I_{in}}{2} + I_o \right) = 2.7 \text{ A}$$

$$V_{D1(\text{máx})} := -\left(\frac{D}{1 - D} \right) \cdot V_{in} = -220.574 \text{ V}$$

$$I_{D1(\text{méd})} := (D) \cdot \left(\frac{I_{in}}{2} \right) = 4.872 \text{ A}$$

$$V_{D2(\text{máx})} := -\left(\frac{D}{1 - D} \right) \cdot V_{in} = -220.574 \text{ V}$$

$$I_{D2(\text{méd})} := (D) \cdot \left(\frac{I_{in}}{2} \right) = 4.872 \text{ A}$$

$$V_{D3(\text{máx})} := -V_{in} = -84.6 \text{ V}$$

$$I_{D3(\text{méd})} := (1 - D) \cdot \left(\frac{I_{in}}{2} \right) = 1.868 \text{ A}$$

· Chave - S

$$V_{S(\text{máx})} := -(V_{C1med} + V_o) = -525.747 \text{ V}$$

$$I_{S(\text{méd})} := D \cdot (I_{in} + I_o) = 11.912 \text{ A}$$

APÊNDICE B – Código de MPPT – P&O

```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <math.h>

// Variáveis globais do algoritmo MPPT (P&O com passo adaptativo)
double V;           // Tensão de entrada
double I;           // Corrente de entrada
double P;           // Potência instantânea  $P = V * I$ 
static double P0;   // Potência do passo anterior
static double incremetou; // Direção da perturbação (0 = reduz DC, 1 = aumenta DC)
static double DC;   // Duty cycle aplicado ao conversor
double step;        // Passo adaptativo do duty cycle

////////////////////////////////////
// FUNCTION: ComputeAdaptiveStep
// Define automaticamente o passo de perturbação (step) conforme
// a variação de potência (dP).
// → Longe do MPP: passos maiores para acelerar a busca.
// → Perto do MPP: passos menores para minimizar oscilações.
////////////////////////////////////
double ComputeAdaptiveStep(double dP)
{
    double abs_dP = fabs(dP);

    if (abs_dP > 18.0)
        return 1.0;    // Muito longe do MPP → passo alto

    else if (abs_dP > 12.0)
        return 0.60;    // Distância intermediária → passo moderado

    else if (abs_dP > 2.0)
        return 0.20;    // Aproximando do MPP → passo menor

    else
        return 0.10;    // Muito próximo do MPP → passo fino
}

////////////////////////////////////
// FUNCTION: SimulationStep
// Executa um ciclo do MPPT P&O com passo adaptativo.
// Procedimento:
// 1) Lê tensão/corrente.
// 2) Calcula a nova potência.
// 3) Determina dP e ajusta o passo adaptativo.
// 4) Aplica a lógica P&O para atualizar o duty cycle.
// 5) Limita o duty cycle entre 0 e 95.
```

```

// 6) Atualiza variáveis de saída e registra a potência anterior.
///////////////////////////////////////////////////////////////////
void SimulationStep(
    double t, double delt, double *in, double *out,
    int *pnError, char *szErrorMsg,
    void **reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void *reserved_AppPtr)
{
    // Leitura das entradas
    V = in[0];
    I = in[1];
    P = V * I;

    // Variação de potência
    double dP = P - P0;

    // Determinação do passo adaptativo
    step = ComputeAdaptiveStep(dP);

    // Algoritmo P&O
    if (dP != 0)
    {
        // Se a potência aumentou, mantém o sentido da perturbação
        if (dP > 0)
        {
            if (incremetou == 1)
                DC += step; // continuou dando certo → aumenta DC
            else
                DC -= step; // continuou dando certo → reduz DC
        }
        // Se a potência diminuiu, inverte o sentido da perturbação
        else
        {
            if (incremetou == 1)
            {
                DC -= step;
                incremetou = 0;
            }
            else
            {
                DC += step;
                incremetou = 1;
            }
        }
    }

    // Limitação do duty cycle
    if (DC > 95) DC = 95;
    if (DC < 0) DC = 0;
}

```

```

    // Saídas do bloco
    out[0] = DC;
    out[1] = P;
    out[2] = P0;
    out[3] = incremetou;

    // Atualiza memória interna
    P0 = P;
}

////////////////////////////////////
// FUNCTION: SimulationBegin
// Inicializa o algoritmo antes da primeira iteração da simulação:
// → P0 começa em 0 (nenhuma potência anterior).
// → A primeira perturbação será no sentido de aumentar o duty.
// → Duty inicial definido em 71%.
// → Step inicial é sobrescrito após o primeiro ciclo.
////////////////////////////////////
void SimulationBegin(
    const char *szId, int nInputCount, int nOutputCount,
    int nParameterCount, const char **pszParameters,
    int *pnError, char *szErrorMsg,
    void **reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void *reserved_AppPtr)
{
    P0 = 0.0;
    incremetou = 1;    // inicia perturbando para cima
    DC = 71;           // duty cycle inicial
    step = 1.0;        // step inicial (substituído em poucos ciclos)
}

////////////////////////////////////
// FUNCTION: SimulationEnd
// Finalização da simulação (não utilizado, mas mantido por padrão).
////////////////////////////////////
void SimulationEnd(
    const char *szId, void **reserved_UserData,
    int reserved_ThreadIndex, void *reserved_AppPtr)
{
}

```