



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO

PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIAS

CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

NADSON DANIEL DE OLIVEIRA

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

CARAÚBAS

2025

NADSON DANIEL DE OLIVEIRA

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

Monografia apresentada à Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Antônio Alisson Alencar Freitas,
Prof. Dr.

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

CARAÚBAS

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 bibliográficos.

048m Oliveira, Nadson Daniel de.
Modelagem e simulação de um conversor CC-CC
Zeta modificado com controle MPPT para aplicações
em sistemas fotovoltaicos / Nadson Daniel de
Oliveira. - 2025.
93 f. : il.

Orientador: Antônio Alisson Alencar Freitas.
Coorientador: José Ailton L. Barboza Júnior.
Monografia (graduação) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Curso de Engenharia
Elétrica, 2025.

1. Conversor CC-CC. 2. Zeta modificado. 3.
Célula Up2. 4. Sistemas fotovoltaicos. 5. MPPT.
I. Freitas, Antônio Alisson 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

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

NADSON DANIEL DE OLIVEIRA

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

Monografia apresentada 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 14:38:53-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Antônio Alisson Alencar Freitas, Prof. Dr. (UFERSA)
Orientador

Documento assinado digitalmente
 **JOSE AILTON LEAO 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 20:07:40-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Maria Victória da Silva Oliveira, Eng^a. (ISTE)
Membro Examinador

*Dedico este trabalho aos meus pais, cujo
apoio e confiança foram fundamentais para a
realização desta conquista.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Ismaelita Maria e José Francisco, por serem a base do meu crescimento acadêmico e pessoal. Sempre estiveram ao meu lado, oferecendo apoio incondicional e acreditando no meu potencial. Mais do que isso, dedicaram-se incansavelmente para que eu pudesse alcançar todos os meus objetivos. Sou imensamente grato por ter pais tão dedicados, amorosos e presentes em cada etapa da minha vida.

Agradeço ao meu orientador, professor Dr. Antônio Alisson Alencar Freitas, por aceitar-me como orientando em uma situação atípica e desafiadora. Seus ensinamentos foram de fundamental importância ao longo deste percurso acadêmico. Sou profundamente grato pela paciência, pela disponibilidade em esclarecer minhas dúvidas e pela constante disposição em ajudar. Sua orientação foi uma valiosa fonte de motivação e aprendizado.

Agradeço ao meu coorientador, professor Me. José Ailton L. Barboza Júnior, pelos valiosos ensinamentos, orientação e constante apoio ao longo de toda essa minha trajetória acadêmica.

Agradeço à minha irmã, Nadja Daniella, por estar sempre presente, pelo apoio em todos os momentos e pelo incentivo contínuo que me fortaleceu durante esta caminhada. Sua compreensão e palavras de encorajamento foram essenciais nos períodos mais desafiadores, servindo de inspiração para que eu não desistisse diante das dificuldades.

Agradeço a Joilson Félix e Luis Gustavo, cuja amizade se tornou um pilar importante ao longo da minha trajetória acadêmica. Suas parcerias e disposição para compartilhar conhecimentos foram fundamentais em diversos momentos do curso. As experiências vividas juntos, as conversas e o apoio mútuo tornaram os desafios mais leves e os aprendizados mais significativos.

Agradeço também a todos os meus amigos e colegas de faculdade, que compartilharam comigo esta jornada. Cada troca de conhecimento, cada momento de descontração e cada gesto de apoio contribuíram para tornar esta experiência acadêmica mais rica e inesquecível. A convivência com vocês foi essencial não apenas para o crescimento acadêmico, mas também para o fortalecimento de vínculos que levarei para a vida toda.

Por fim, agradeço a todos os meus professores, cuja dedicação, conhecimento e orientação foram fundamentais para minha formação acadêmica e para o meu crescimento pessoal. Cada ensinamento, conselho e estímulo recebido contribuiu significativamente para que eu pudesse superar desafios, aprofundar meus conhecimentos e desenvolver habilidades que levarei para toda a vida.

“Lembre-se que as pessoas podem tirar tudo de você, menos o seu conhecimento.”

Albert Einstein

RESUMO

O trabalho aborda o desenvolvimento e avaliação de um conversor CC-CC *Zeta* modificado com célula elevadora *Up2*, destinado a sistemas fotovoltaicos. A problemática central está na necessidade de elevar a tensão de painéis de baixa tensão para níveis adequados a barramentos CC, mantendo boa eficiência mesmo sob variações de irradiância. A justificativa decorre do crescimento da geração solar e da demanda por conversores de maior ganho estático e melhor desempenho dinâmico. Assim, o objetivo geral do estudo é projetar, modelar e simular o conversor proposto, analisando seu comportamento em condições ideais e em cenários com e sem MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). A metodologia consistiu em: modelagem matemática da topologia; dimensionamento de indutores, capacitores e semicondutores; implementação do modelo no software de simulação; modelagem detalhada do arranjo fotovoltaico; aplicação da técnica de rastreamento de máxima potência baseada no algoritmo Perturba e Observa (P&O); e realização de três cenários de simulação: fonte CC ideal alimentando o conversor, arranjo fotovoltaico alimentando o conversor sem MPPT e com MPPT. Os principais resultados demonstram que o conversor opera conforme o modelo teórico, apresentando erros inferiores a 3% no cenário ideal. Sem MPPT, verificou-se queda significativa de desempenho: para irradiância de 500 W/m², o conversor processou apenas 308,13 W, longe do ponto de máxima potência (553,34 W). Com o MPPT ativado, o sistema passou a extrair praticamente toda a potência disponível, alcançando 550,91 W no mesmo nível de irradiância. Os resultados comprovam a eficiência da topologia modificada e evidenciam a importância do controle MPPT para maximizar o aproveitamento energético em sistemas fotovoltaicos.

Palavras-Chaves: conversor CC-CC; *Zeta* modificado; célula *Up2*; sistemas fotovoltaicos; MPPT.

ABSTRACT

This work addresses the development and evaluation of a modified *Zeta* DC-DC converter incorporating an Up2 voltage multiplier cell, intended for photovoltaic systems. The central issue lies in the need to boost the low voltage of photovoltaic panels to levels suitable for DC bus operation, while maintaining high efficiency even under irradiance variations. The justification stems from the growing adoption of solar generation and the demand for converters with higher static gain and better dynamic performance. Thus, the main objective of this study is to design, model, and simulate the proposed converter, analyzing its behavior under ideal conditions and in scenarios with and without MPPT (Maximum Power Point Tracking). The methodology consisted of: mathematical modeling of the topology; sizing of inductors, capacitors, and semiconductor devices; implementation of the model in the simulation software; detailed modeling of the photovoltaic array; application of the maximum power point tracking technique based on the Perturb and Observe (P&O) algorithm; and execution of three simulation scenarios: ideal DC source feeding the converter, photovoltaic array feeding the converter without MPPT, and with MPPT. The main results show that the converter operates according to the theoretical model, presenting errors below 3% in the ideal scenario. Without MPPT, a significant performance drop was observed: for 500 W/m² irradiance, the converter processed only 308.13 W, far from the maximum power point (553.34 W). With MPPT enabled, the system extracted nearly all available power, reaching 550.91 W at the same irradiance level. The results confirm the efficiency of the modified topology and highlight the importance of MPPT control to maximize energy extraction in photovoltaic systems.

Keywords: DC-DC converter; modified Zeta; Up2 cell; photovoltaic systems; MPPT.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Participação da energia renovável na matriz energética do Brasil.....	13
Figura 2 – Porcentagem da geração eólica e solar fotovoltaica na geração total de eletricidade do Brasil.....	14
Figura 3 – Exemplo de um sistema de microrrede híbrida.	15
Figura 4 – Diagrama de blocos simplificado de um conversor CC-CC.....	19
Figura 5 – Conversores CC-CC clássicos.	20
Figura 6 – Ciclo de trabalho.	22
Figura 7 – Comparação dos ganhos estáticos dos conversores CC-CC clássicos.....	23
Figura 8 – Comparação do ganho de um conversor <i>Boost</i> para um indutor não ideal.....	24
Figura 9 – Comportamento da corrente do indutor no MCC e MCD.	25
Figura 10 – Conversor <i>Zeta</i>	26
Figura 11 – Primeira etapa de operação do conversor <i>Zeta</i> em MCC (chave fechada).	28
Figura 12 – Segunda etapa de operação do conversor <i>Zeta</i> em MCC (chave aberta).....	28
Figura 13 – Formas de onda teóricas do conversor <i>Zeta</i> em MCC.....	29
Figura 14 – LKT do conversor <i>Zeta</i> no MCC.	31
Figura 15 – Conversor <i>Zeta</i> com VMC.....	36
Figura 16 – Células Multiplicadoras de Tensão (VMCs).....	37
Figura 17 – Conversor CC-CC <i>Zeta</i> modificado com célula <i>Up2</i>	39
Figura 18 – Conversor CC-CC <i>Zeta</i> modificado.....	41
Figura 19 – Primeira etapa de operação do conversor <i>Zeta</i> modificado em MCC (chave fechada).	42
Figura 20 – Segunda etapa de operação do conversor <i>Zeta</i> modificado em MCC (chave aberta).	43
Figura 21 – Formas de onda teóricas do conversor <i>Zeta</i> modificado em MCC.....	44
Figura 22 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação.....	46
Figura 23 – Comparação do ganho em MCC do conversor <i>Zeta</i> com e sem a celular <i>Up2</i> . ..	48
Figura 24 – Forma de onda da corrente no indutor <i>L2</i> e intervalos nos quais o capacitor <i>C3</i> se carrega e descarrega no MCC.....	54
Figura 25 – Diagrama de blocos do sistema proposto.....	64
Figura 26 – Características I-V para diferentes irradiações e temperaturas do painel fotovoltaico modelo RM-580W-182M/144TB da RONMA Solar.	65
Figura 27 – Dimensionamento do arranjo fotovoltaico no PSIM.	67

Figura 28 – Algoritmo MPPT implementado do PSIM.	69
Figura 29 – Diagrama de simulação do conversor <i>Zeta</i> modificado alimentado por fonte CC ideal.	75
Figura 30 – Diagrama de simulação do conversor <i>Zeta</i> modificado conectado ao arranjo fotovoltaico sem MPPT.	75
Figura 31 – Diagrama de simulação do conversor <i>Zeta</i> modificado conectado ao arranjo fotovoltaico com controle MPPT.	76
Figura 32 – Formas de onda das tensões nos capacitores e na carga do conversor alimentado por uma fonte CC ideal.	79
Figura 33 – Formas de onda da corrente e tensão no indutor <i>L1</i> do conversor alimentado por uma fonte CC ideal.	80
Figura 34 – Formas de onda da corrente e tensão no indutor <i>L2</i> do conversor alimentado por uma fonte CC ideal.	81
Figura 35 – Formas de onda da corrente e tensão no MOSFET <i>S</i> do conversor alimentado por uma fonte CC ideal.	82
Figura 36 – Formas de onda das correntes e tensões nos diodos do conversor alimentado por uma fonte CC ideal.	83
Figura 37 – Tensões e correntes de entrada e saída do conversor alimentado pelo arranjo fotovoltaico sem MPPT.	84
Figura 38 – Potência máxima disponível do arranjo fotovoltaico e potências de entrada e saída do conversor sem MPPT.	85
Figura 39 – Tensões e correntes de entrada e saída do conversor alimentado pelo arranjo fotovoltaico com MPPT.	87
Figura 40 – Potência máxima do arranjo fotovoltaico e potências de entrada e saída do conversor com MPPT.	88

LISA DE TABELAS

Tabela 1 – Ganho estático no MCC e função de conversão dos conversos clássicos.	21
Tabela 2 – Principais características do conversor <i>Zeta</i>	27
Tabela 3 – Possíveis combinações entre as células multiplicadoras de tensão e os conversores CC-CC clássicos.	38
Tabela 4 – Equações das tensões e correntes médias dos componentes do conversor CC-CC <i>Zeta</i> modificado.	61
Tabela 5 – Dados do painel fotovoltaico modelo RM-570W-182M/144TB da RONMA Solar.	66
Tabela 6 – Dados do arranjo fotovoltaico (dois módulos RM-570W-182M/144TB em série).	66
Tabela 7 – Parâmetros das simulações do conversor proposto.	73
Tabela 8 – Tensões e correntes médias teóricas e simuladas do conversor CC-CC <i>Zeta</i> modificado.	77

SUMÁRIO

RESUMO.....	8
SUMÁRIO	13
1 INTRODUÇÃO	13
2 REFERENCIAL TEÓRICO	19
2.1 Conversores CC-CC	19
2.2 Modo de Condução Contínua (MCC) e Descontínua (MCD).....	24
2.3 Conversor CC-CC <i>Zeta</i>	26
2.3.1 Etapas de Operação no MCC.....	27
2.3.2 Ganho Estático no MCC.....	30
2.3.3 Dimensionamento dos Indutores e Capacitores.....	33
2.3.4 Limitações do Conversor CC-CC <i>Zeta</i> na Aplicação Proposta.....	34
2.4 Técnicas de Elevação de Tensão.....	35
2.4.1 Células Multiplicadoras de Tensão.....	35
2.5 Conversor CC-CC <i>Zeta</i> Modificado	39
3 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR CC-CC ZETA MODIFICADO	41
3.1 Etapas de Operação no MCC	42
3.2 Ganho Estático no MCC	45
3.3 Cálculo dos Indutores.....	48
3.4 Cálculo dos Capacitores.....	53
3.5 Tensões e Correntes Médias	56
3.6 Esforços de Corrente e Tensão nos Elementos Semicondutores	61
4 ESPECIFICAÇÕES E CONSIDERAÇÕES DO PROJETO.....	64
4.1 Modelagem do Arranjo Fotovoltaico.....	65
4.2 Implementação do Algoritmo MPPT.....	68
4.3 Dimensionamento dos Componentes do Conversor	71
4.4 Montagem e Integração do Sistema de Simulação	74
4.4.1 Conversor alimentado por uma fonte CC ideal (sem FV e sem MPPT)	74
4.4.2 Conversor alimentado pelo arranjo fotovoltaico com irradiação variável (sem MPPT) .	75
4.4.3 Conversor alimentado pelo arranjo fotovoltaico com irradiação variável e controle MPPT habilitado.....	76
5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES.....	77

5.1 Conversor <i>Zeta</i> Modificado Alimentado por Fonte CC Ideal	77
5.2 Conversor Alimentado pelo Arranjo Fotovoltaico sem MPPT	84
5.3 Conversor Alimentado pelo Arranjo Fotovoltaico com MPPT.....	86
5.4 Análise dos Resultados Obtidos.....	88
6 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	90
REFERÊNCIAS.....	91

1 INTRODUÇÃO

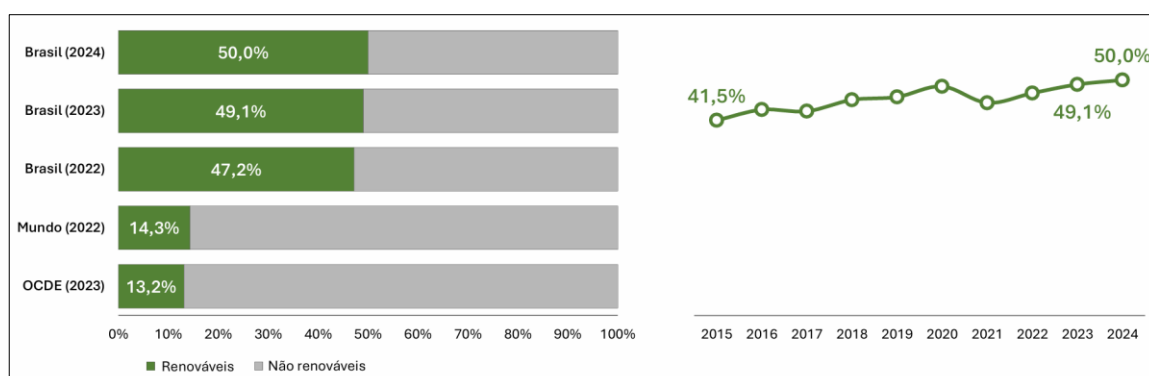
O aumento contínuo da demanda global por energia elétrica, aliado à urgência em mitigar os impactos ambientais, tem impulsionado a adoção de fontes renováveis, com destaque para a energia solar fotovoltaica. Essa tecnologia se sobressai por sua abundância, baixo custo operacional e fácil integração em sistemas de geração distribuída (Silva; Araújo, 2022).

Em escala mundial, as fontes renováveis assumem papel estratégico na transição energética e na promoção do desenvolvimento sustentável. De acordo com o relatório de status global sobre energias renováveis 2025 da REN21 (*Renewable Energy Policy Network for the 21st Century* – Rede de Políticas de Energias Renováveis para o Século XXI), o setor elétrico global registrou, em 2024, a maior expansão anual de capacidade renovável já observada, adicionando cerca de 741 GW, resultado impulsionado principalmente pela energia fotovoltaica, favorecida pela redução dos custos e pela consolidação das cadeias produtivas. Apesar desse avanço expressivo, o relatório destaca que a expansão das renováveis ainda não acompanha o crescimento da demanda por eletricidade, estimulado pela industrialização e pela eletrificação em economias emergentes (REN21, 2025).

No contexto brasileiro, a matriz energética destaca-se pela elevada participação de fontes renováveis, resultado do avanço da geração proveniente de biomassa, energia eólica e solar. Em 2024, as fontes renováveis representaram cerca de 50% da Oferta Interna de Energia (OIE), consolidando o Brasil entre os países com maior proporção de energia limpa em sua matriz (EPE, 2025).

A Figura 1 ilustra essa composição, evidenciando o protagonismo do país na transição para uma economia de baixo carbono. Para efeito comparativo, em escala global, a participação média das fontes renováveis na matriz energética mundial era de 14,3% em 2022 (EPE, 2025).

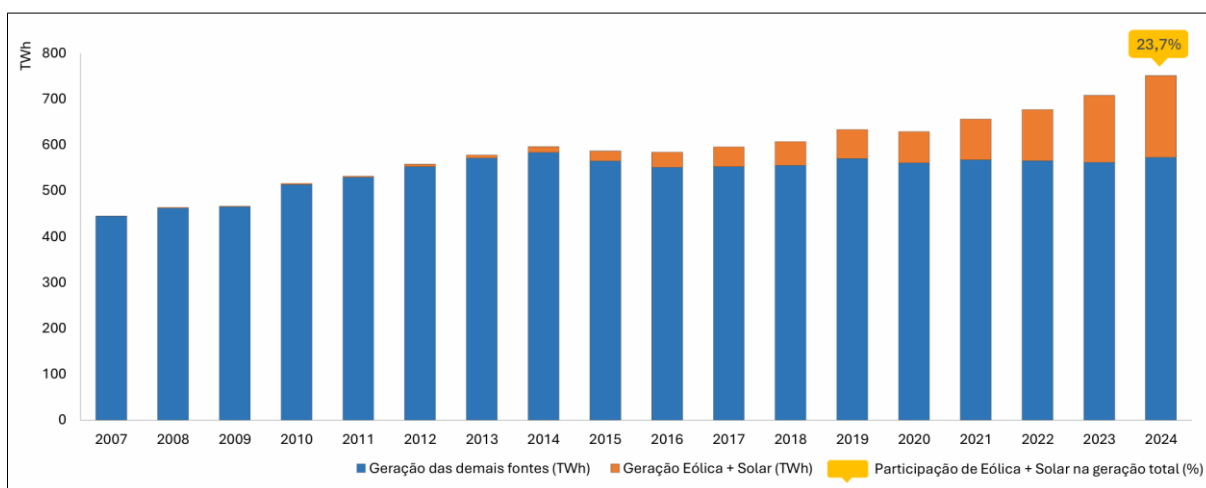
Figura 1 – Participação da energia renovável na matriz energética do Brasil.



Fonte: EPE, 2025, p. 13.

Em 2024, a geração solar fotovoltaica nacional apresentou um crescimento de 39,6% em relação ao ano anterior, enquanto sua capacidade instalada expandiu 28,1%. Conforme ilustrado na Figura 2, as fontes eólica e solar fotovoltaica, somadas, representaram 23,7% da geração total de eletricidade no país, demonstrando a rápida evolução dessas tecnologias na matriz elétrica brasileira (EPE, 2025).

Figura 2 – Porcentagem da geração eólica e solar fotovoltaica na geração total de eletricidade do Brasil.



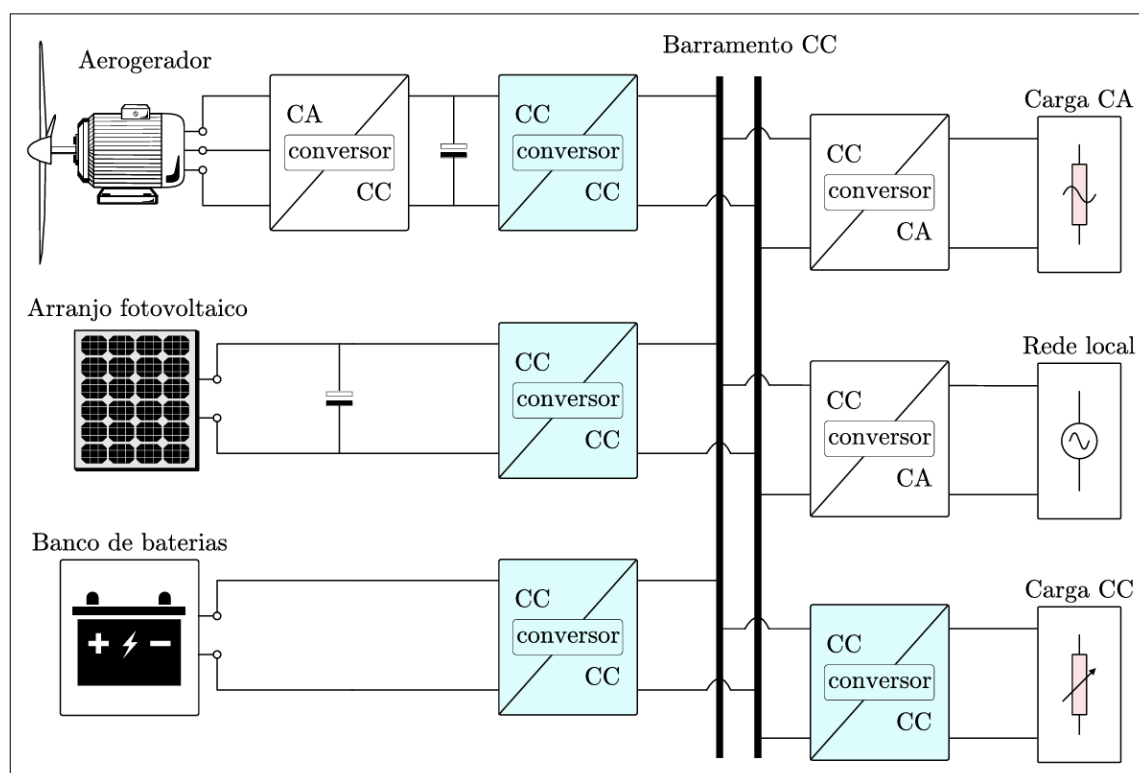
Fonte: EPE, 2025, p. 43.

A utilização eficiente das fontes renováveis requer circuitos eletrônicos de potência, responsáveis pela conversão e controle das grandezas elétricas. Com os avanços dos semicondutores, a eletrônica de potência tornou-se fundamental para sistemas energéticos mais eficientes e sustentáveis. A energia solar, por exemplo, é gerada em Corrente Contínua (CC) e geralmente convertida em Corrente Alternada (CA), processo que acarreta perdas. Nesse contexto, sistemas em CC, como micro e nanorredes, surgem como alternativa para integrar de forma mais eficiente as fontes renováveis e as cargas locais (Marques, 2024).

É comum diferenciar microrredes e nanorredes com base na potência de carga ou capacidade de geração, sendo as nanorredes associadas aos sistemas de menor porte. Contudo, não há consenso na literatura quanto aos limites de potência que distinguem essas classificações (Alves *et al*, 2024). Segundo Savage, Nordhaus e Jamieson (2010, *apud* Freitas, 2024), a microrrede corresponde a um sistema de energia elétrica destinado a atender uma ou poucas construções, enquanto a nanorrede supre um único local, como uma residência ou ponto comercial.

A Figura 3 apresenta um exemplo de microrrede híbrida, na qual múltiplas fontes renováveis, cargas críticas, sistemas de armazenamento em baterias e conexão com a rede elétrica estão integrados. Nesses sistemas, o barramento em CC atua como Ponto de Conexão Comum (PCC), funcionando ora como fonte de tensão para cargas e baterias, ora como carga durante a descarga destas. Quando conectado à rede elétrica, o barramento permite fluxo bidirecional de potência, controlado de acordo com o horário e a disponibilidade de energia, possibilitando armazenar energia fora do pico de consumo e utilizá-la posteriormente, ou receber energia da rede quando a geração local é insuficiente (Guepfrih, 2021). Para aplicações em geração renovável e industriais, a tensão média projetada dos barramentos CC geralmente varia entre 360 Vcc e 400 Vcc (Queiroz, 2019, *apud* Marques, 2024).

Figura 3 – Exemplo de um sistema de microrrede híbrida.



Fonte: Guepfrih, 2021, p. 47.

Conforme ilustrado na Figura 3, observa-se a predominância do uso de conversores CC-CC, que permitem a formação e manutenção do barramento em tensão contínua, tanto para sistemas conectados à rede quanto para microrredes CC (Guepfrih, 2021). Esses conversores são circuitos eletrônicos capazes de transformar um nível de tensão contínua em outro, podendo operar de forma elevadora (*Boost*), abaixadora (*Buck*) ou combinada (*Buck-Boost*). Existe

diferentes topologias, cada uma com características específicas em termos de isolamento, ganho de tensão e ondulação de corrente (Rashid, 2014).

Apesar do crescimento das fontes renováveis e da importância das micro e nanorredes, o conhecimento sobre conversores CC-CC de energia aplicados a sistemas fotovoltaicos ainda é pouco desenvolvido no Brasil, concentrando-se principalmente na esfera acadêmica, com limitada disseminação industrial. Essa lacuna tecnológica dificulta a criação de novas empresas e o avanço do desenvolvimento tecnológico nacional, evidenciando a necessidade de investigação de soluções eficientes para a conversão de energia solar (Pinheiro et al., 2017).

Nesse cenário, surge a questão central deste trabalho: como projetar e simular um conversor CC-CC *Zeta* modificado, integrado a um sistema de controle MPPT, capaz de elevar a tensão de um painel fotovoltaico até 380 Vcc de forma eficiente e estável, contribuindo para o avanço do conhecimento técnico sobre conversores de energia em aplicações fotovoltaicas?

O estudo se justifica pela crescente demanda por fontes de energia renovável e pela necessidade de otimizar a conversão de energia solar fotovoltaica, especialmente no Brasil, país com elevado potencial solar, mas ainda com desenvolvimento limitado na área de conversores CC-CC aplicados a sistemas fotovoltaicos.

Do ponto de vista teórico, o trabalho contribui para ampliar o conhecimento sobre modelagem e simulação de conversores CC-CC, oferecendo base para futuras pesquisas acadêmicas em eletrônica de potência aplicada à energia solar. No aspecto prático, embora a pesquisa seja realizada exclusivamente por simulação, espera-se que os resultados sirvam como referência para o desenvolvimento de sistemas fotovoltaicos mais eficientes e estáveis, fomentando a difusão tecnológica no país e auxiliando potencialmente na criação de soluções industriais e comerciais. Dessa forma, o estudo apresenta relevância tanto para a academia quanto para o setor energético, fornecendo subsídios técnicos para o avanço da conversão de energia solar e para a implementação de sistemas fotovoltaicos de alto desempenho.

A partir desse contexto, o presente trabalho tem como **objetivo principal** projetar e simular um conversor CC-CC *Zeta* modificado, integrado a um sistema de controle MPPT, visando elevar a tensão de saída de um arranjo fotovoltaico até 380 Vcc, avaliando sua eficiência e estabilidade operacional em diferentes condições de operação.

Para alcançar esse objetivo geral, o estudo contempla os seguintes **objetivos específicos**:

- Revisar a literatura para compreender os princípios de operação e as principais topologias de conversores CC-CC;

- Dimensionar os parâmetros do conversor CC-CC da topologia *Zeta* modificada;
- Analisar o comportamento do conversor por meio de simulações no software PSIM;
- Modelar um painel fotovoltaico no PSIM para validar o funcionamento do conversor;
- Implementar e avaliar um algoritmo MPPT aplicado ao conversor, verificando a extração da máxima potência do arranjo fotovoltaico;
- Comparar diferentes condições de irradiação, verificando o impacto no desempenho do conversor;
- Gerar dados e resultados que possam subsidiar futuras implementações práticas de sistemas fotovoltaicos eficientes e estáveis.

No que se diz respeito à estruturação deste trabalho, ele está organizado em seis capítulos.

O Capítulo 1 – Introdução, apresenta o contexto e a relevância do estudo sobre conversores CC-CC aplicados em sistemas fotovoltaicos, destacando a problemática, a justificativa e os objetivos gerais e específicos da pesquisa.

No Capítulo 2 – Referencial Teórico, são reunidos os fundamentos necessários para a compreensão do tema, abordando os princípios de funcionamento dos conversores CC-CC, suas classificações e modos de operação, bem como a descrição do conversor *Zeta* tradicional, seu ganho estático, etapas de operação e dimensionamento básico. Também são discutidas as células elevadoras de tensão e por fim, é apresentado o conversor *Zeta* modificado, que constitui o foco principal deste estudo.

O Capítulo 3 – Análise Qualitativa e Quantitativa do Conversor CC-CC *Zeta* Modificado, apresenta toda a formulação matemática necessária para o desenvolvimento do conversor proposto, incluindo suas relações fundamentais de tensão e corrente, o ganho estático em modo de condução contínua, bem como as expressões utilizadas no cálculo dos indutores, capacitores e demais parâmetros de projeto.

No Capítulo 4 – Especificações e Considerações do Projeto, é descrita a estrutura completa do sistema proposto, contemplando a modelagem do painel fotovoltaico, a implementação do algoritmo MPPT, o dimensionamento dos componentes do conversor e a integração de todas as partes na plataforma de simulação.

O Capítulo 5 – Resultados de Simulações, apresenta os resultados obtidos por meio das simulações computacionais, permitindo avaliar o comportamento dinâmico do conversor *Zeta* modificado e sua interação com o painel fotovoltaico e o controlador MPPT.

Por fim, o Capítulo 6 – Considerações Finais, reúne as principais conclusões do trabalho, as contribuições alcançadas, as limitações identificadas e as sugestões para pesquisas futuras.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

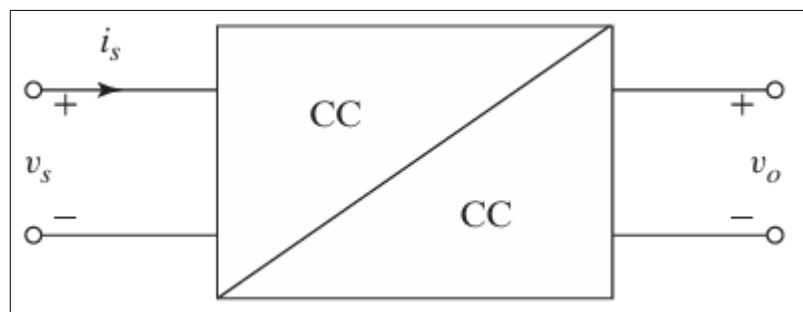
Nesse capítulo, são apresentados os fundamentos necessários para a compreensão do tema desenvolvido neste trabalho. Inicialmente, abordam-se os princípios de funcionamento dos conversores CC–CC, suas principais classificações e modos de condução. Em seguida, é apresentado o conversor CC–CC *Zeta* tradicional, incluindo sua estrutura, etapas de operação no modo de condução contínua, ganho estático e critérios básicos de dimensionamento.

Posteriormente, são discutidas as limitações do conversor *Zeta* convencional em aplicações que exigem elevados ganhos de tensão, bem como as técnicas de elevação de tensão descritas na literatura, com ênfase nas células multiplicadoras de tensão. Por fim, é introduzido o conversor CC–CC *Zeta* modificado, que constitui o foco principal deste estudo e cuja análise detalhada é apresentada nos capítulos seguintes.

2.1 Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC são circuitos eletrônicos amplamente utilizados para realizar a conversão de uma tensão contínua em outra de nível diferente, mantendo uma saída regulada conforme as exigências da aplicação (Hart, 2012). Esses dispositivos desempenham papel essencial em sistemas de conversão e processamento de energia, uma vez que permitem tanto o aumento quanto a redução da tensão de entrada, de modo análogo ao funcionamento de um transformador em corrente alternada, porém atuando em corrente contínua. A Figura 4 mostra um diagrama de blocos simplificado de um conversor CC-CC (Rashid, 2014).

Figura 4 – Diagrama de blocos simplificado de um conversor CC-CC.



Fonte: Rashid, 2014, p. 181.

A operação desses conversores baseia-se no chaveamento controlado de dispositivos semicondutores, como transistores BJT (*Bipolar Junction Transistor* ou Transistor Bipolar de

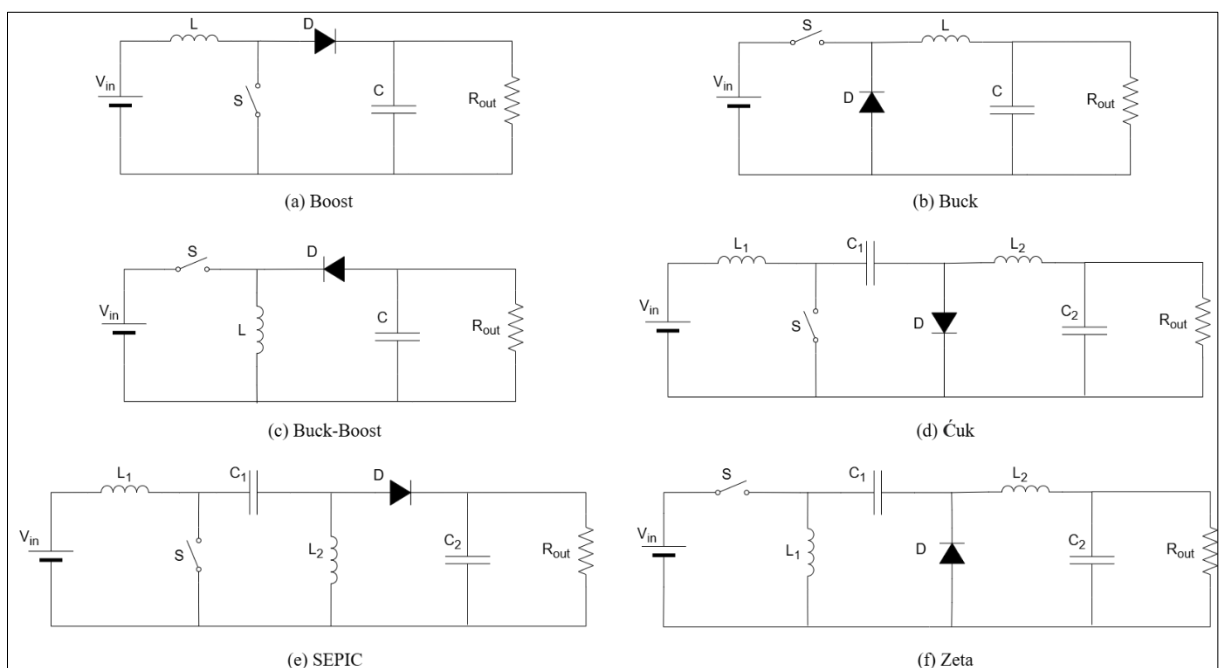
Junção), MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor* ou Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor) ou IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor* ou Transistor Bipolar de Porta Isolada), geralmente comandados por uma técnica de modulação por largura de pulso (PWM) com frequência fixa, o que possibilita ajustar o valor médio da tensão de saída de forma eficiente e precisa (Rashid, 2014).

Devido à sua flexibilidade e eficiência, os conversores CC-CC são amplamente aplicados em diversas áreas, incluindo o controle de tração de motores em veículos elétricos, guindastes e sistemas de transporte, bem como em fontes de alimentação reguladas, inversores e equipamentos de energia renovável, como sistemas fotovoltaicos (Rashid, 2014).

Quanto à classificação, os conversores CC-CC podem ser divididos em isolados e não isolados. Os conversores isolados utilizam um transformador de alta frequência para garantir o isolamento elétrico entre entrada e saída, enquanto os não isolados não possuem essa separação, sendo mais comuns em aplicações que priorizam simplicidade e eficiência (Rashid, 2014).

De acordo com Ioinovici (2013), existem seis topologias clássicas de conversores CC-CC amplamente estudadas na eletrônica de potência: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *Zeta*, cada uma apresentando características e aplicações específicas conforme o tipo de sistema de conversão de energia. A Figura 5 mostra o esquemático desses conversores.

Figura 5 – Conversores CC-CC clássicos.



Fonte: Autoria própria, 2025.

A Tabela 1 apresenta os ganhos estáticos no Modo de Condução Contínua (MCC), conceito que será detalhado na próxima seção, dos conversores CC-CC clássicos, juntamente com suas respectivas funções de conversão. As informações foram obtidas a partir das referências de Rashid (2014), Ioinovici (2013) e Hart (2012). Observa-se que o conversor *Buck*, Figura 5 (b), atua como abaixador de tensão, enquanto o *Boost*, Figura 5 (a) exerce a função de elevador. Já os conversores *Buck-Boost* e *Ćuk*, Figura (c) e (d), respectivamente, podem operar tanto na elevação quanto na redução da tensão, apresentando inversão de polaridade na saída. Por sua vez, os conversores *SEPIC* e *Zeta*, Figura (e) e (f), respectivamente, também realizam a função abaixadora/elevadora, porém mantêm a mesma polaridade entre entrada e saída.

Tabela 1 – Ganho estático no MCC e função de conversão dos conversos clássicos.

Conversor	Ganho estático no MCC	Função de conversão
<i>Buck</i>	$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D$	Abaixador de tensão
<i>Boost</i>	$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}$	Elevador de tensão
<i>Buck-Boost</i>	$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{1 - D}$	Abaixador/Elevador (inversão de polaridade)
<i>Ćuk</i>	$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{1 - D}$	Abaixador/Elevador (inversão de polaridade)
<i>SEPIC</i>	$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D}$	Abaixador/Elevador (sem inversão de polaridade)
<i>Zeta</i>	$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D}$	Abaixador/Elevador (sem inversão de polaridade)

Fonte: Autoria própria, 2025.

O ganho estático de cada conversor está diretamente associado ao *Duty Cycle* (D) ou ciclo de trabalho em português, parâmetro que expressa a razão entre o tempo em que o dispositivo de chaveamento permanece conduzindo (t_{on}) e o período total de operação, composto pela soma de t_{on} e do tempo em que a chave permanece aberta (t_{off}). Em outras palavras, o ciclo de trabalho determina a proporção do tempo em que a chave permanece fechada dentro de um ciclo de chaveamento, influenciando diretamente a relação entre as tensões de entrada e saída do conversor. Matematicamente, o ciclo de trabalho é definido por (Ioinovici 2013):

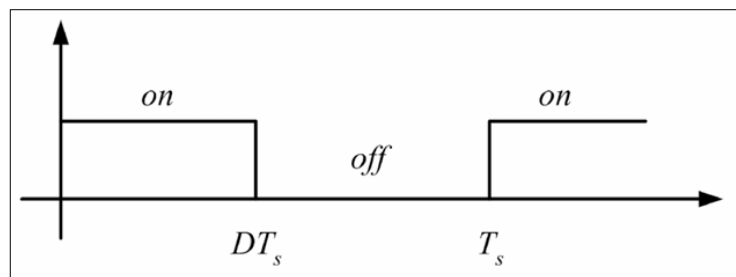
$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s} = t_{on} \cdot f_s \quad (1)$$

em que:

- t_{on} é o tempo que a chave permanece ligada;
- t_{off} é o tempo que a chave permanece desligada;
- T_s representa o período de chaveamento;
- f_s é a frequência de chaveamento.

A Figura 6 apresenta o gráfico exemplificando o comportamento do ciclo de trabalho ao longo de um período de chaveamento.

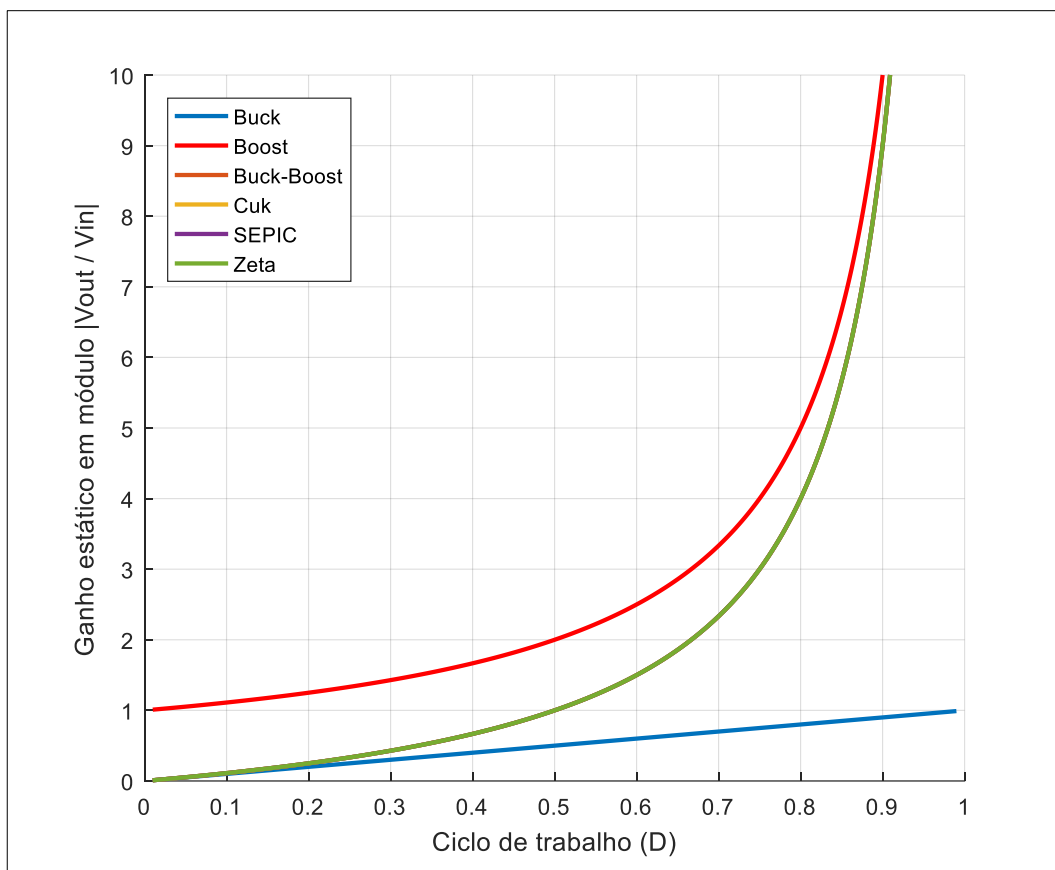
Figura 6 – Ciclo de trabalho.



Fonte: Ioinovici, 2013, p. 19.

A Figura 7 apresenta a curva característica do ganho estático em módulo ($|V_{out}/V_{in}|$) em função do ciclo de trabalho (D) para os seis conversores CC-CC clássicos. Observa-se que cada topologia apresenta um comportamento distinto, de acordo com sua função principal de elevação, abaixamento ou inversão de tensão. O conversor *Buck*, por exemplo, possui um ganho sempre inferior a 1, evidenciando seu caráter abaixador, enquanto o *Boost* apresenta ganho superior a 1, sendo um elevador de tensão. Já os conversores *Buck-Boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *Zeta* (os gráficos estão sobrepostos pois eles apresentam o mesmo ganho em módulo) podem operar tanto como elevadores quanto como abaixadores, com o *Buck-Boost* e o *Ćuk* possuindo saída invertida em relação à entrada. Essa análise gráfica permite compreender como a variação do ciclo de trabalho influencia diretamente o comportamento estático de cada conversor.

Figura 7 – Comparação dos ganhos estáticos dos conversores CC-CC clássicos.

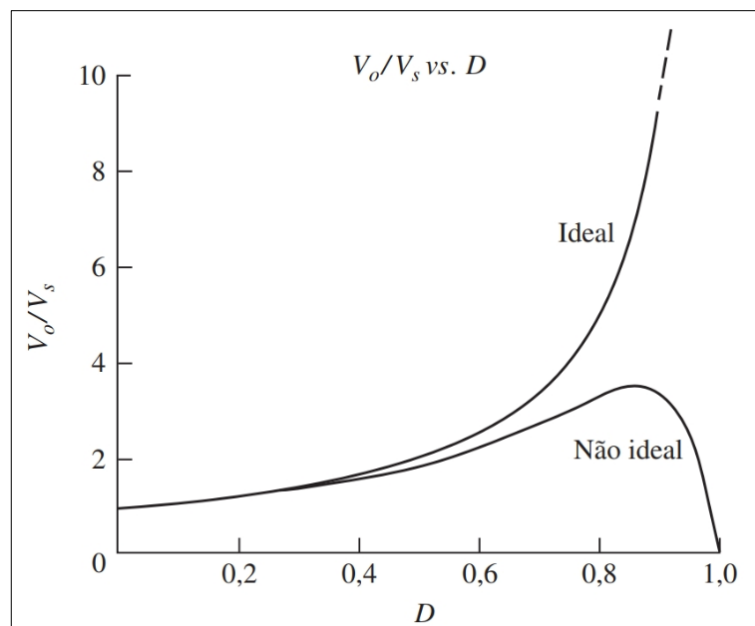


Fonte: Autoria própria, 2025.

Na prática, entretanto, os ganhos estáticos dos conversores CC-CC não se comportam exatamente como os obtidos nas análises ideais. Isso ocorre porque, em condições reais de operação, há diversas perdas associadas ao circuito, como as perdas por condução nos dispositivos semicondutores (diodos, transistores e MOSFETs), as perdas de comutação durante o chaveamento e a resistência série equivalente presente nos indutores, capacitores e trilhas do circuito impresso. Esses fatores reduzem a eficiência global do conversor e provocam uma diminuição na tensão de saída em relação ao valor teórico previsto (Hart, 2012).

A Figura 8 ilustra uma comparação entre o ganho do conversor *Boost* ideal e o de um *Boost* com indutor não ideal, evidenciando que a curva de ganho sofre uma alteração significativa devido à resistência interna do indutor, e ainda assim, essa diferença não contempla todas as perdas que ocorrem em um conversor real (Hart, 2012).

Figura 8 – Comparação do ganho de um conversor *Boost* para um indutor não ideal.



Fonte: Hart, 2012, p. 221.

2.2 Modo de Condução Contínua (MCC) e Descontínua (MCD)

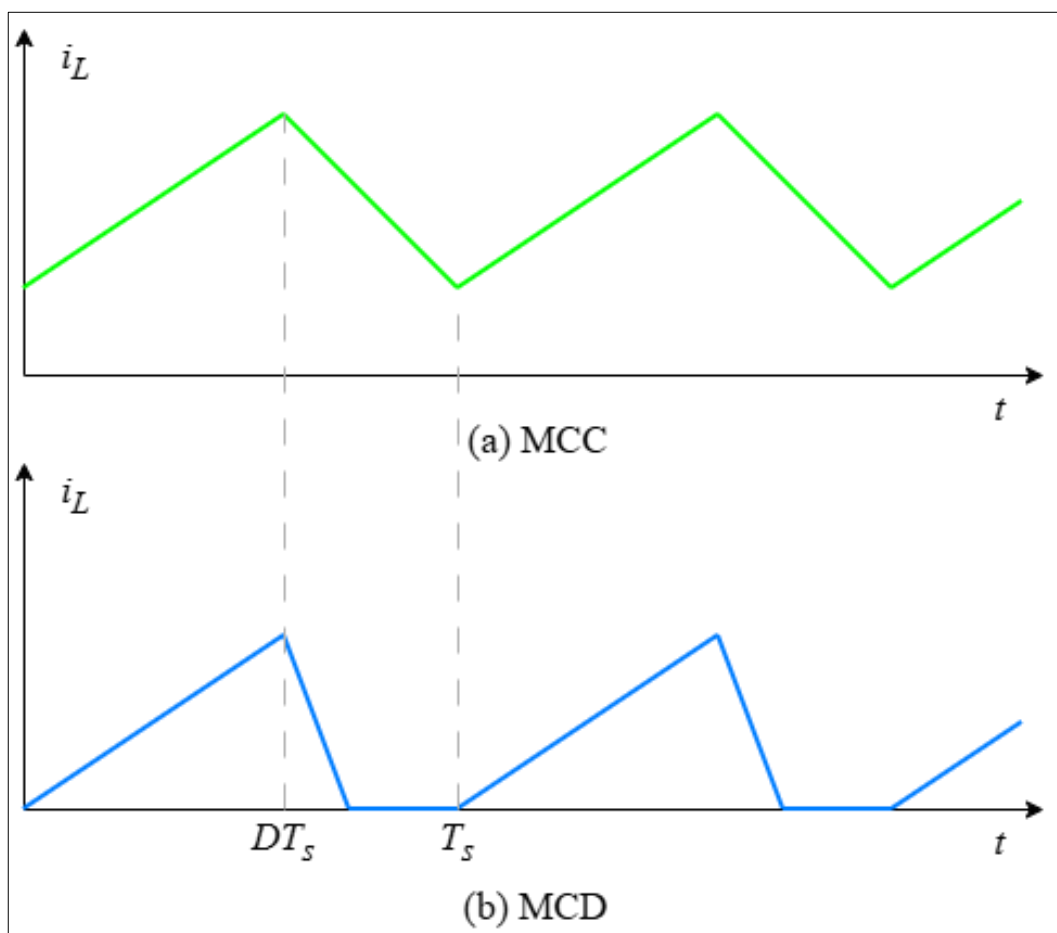
Nos conversores CC-CC, o comportamento da corrente que circula pelo indutor é um dos principais fatores que determinam o regime de operação do circuito. Conforme explica Hart (2012), o Modo de Condução Contínua (MCC) ocorre quando a corrente no indutor permanece sempre maior que zero durante todo o período de chaveamento, ou seja, o indutor nunca descarrega completamente sua energia. Nesse modo, há sempre corrente fluindo pelo indutor, mesmo quando a chave está aberta, garantindo uma transferência de energia mais uniforme entre a entrada e a saída do conversor.

Por outro lado, o Modo de Condução Descontínua (MCD) ocorre quando, em parte do ciclo de chaveamento, a corrente no indutor zera e permanece nesse nível por um intervalo de tempo. Esse fenômeno indica que toda a energia previamente armazenada no indutor foi entregue à carga antes do início do próximo ciclo. Nessa condição, a análise difere daquela utilizada para o modo contínuo, pois o ganho estático, as ondulações de corrente e tensão, bem como a resposta dinâmica do conversor, sofrem alterações significativas (Hart, 2012).

A Figura 9 ilustra o comportamento da corrente no indutor para ambos os modos de condução, evidenciando que, no MCC, a corrente nunca atinge o valor zero durante o ciclo de chaveamento (Figura 9 (a)), enquanto no MCD, a corrente zera em determinado intervalo

(Figura 9 (b)), caracterizando o fim completo da transferência de energia antes do início de um novo ciclo.

Figura 9 – Comportamento da corrente do indutor no MCC e MCD.



Fonte: Autoria própria, 2025.

O entendimento desses dois modos de operação é essencial, pois cada um apresenta vantagens e limitações específicas. O MCC tende a proporcionar menores ondulações de corrente e melhor eficiência, enquanto o MCD pode ser vantajoso em baixas cargas, por reduzir as perdas associadas à comutação e permitir o uso de componentes menores. Assim, a correta identificação do regime de operação é fundamental para o dimensionamento dos indutores, capacitores e dispositivos semicondutores do conversor (Pedrollo, 2015).

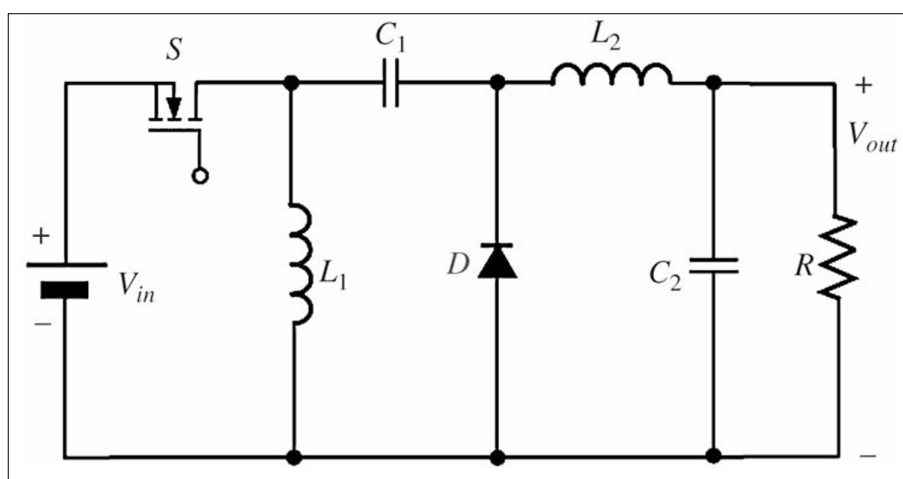
2.3 Conversor CC-CC Zeta

O conversor *Zeta* foi a última estrutura clássica de conversor CC-CC desenvolvida, surgindo no final da década de 1980 de forma independente por Kazimierczuk, sob a denominação *Dual SEPIC*, e por Barbi, que o nomeou de *Zeta converter*, em referência à sexta letra do alfabeto grego, simbolizando o sexto conversor básico proposto (Tofoli, 2018; Ioinovici, 2013).

Essa topologia pode ser compreendida como a associação em cascata de um conversor *Buck-Boost* na entrada e um conversor *Buck* na saída, após a remoção de componentes redundantes. Dessa forma, o conversor *Zeta* apresenta a capacidade de elevar ou reduzir a tensão de saída em relação à entrada, conforme o ciclo de trabalho adotado, sendo, portanto, um conversor com característica abaixadora-elevadora (Tofoli, 2018; Ioinovici, 2013).

Além disso, o conversor *Zeta* pode ser implementado tanto na forma isolada quanto não isolada, sendo controlado por tensão e apresentando uma característica de fonte de corrente na saída. Essa combinação o torna especialmente adequado para aplicações que demandam tensão ajustável e corrente contínua regulada, como carregadores de bateria e acionamento de lâmpadas LED (Light Emitting Diode ou Diodo Emissor de Luz em português), em que o fornecimento de corrente constante resulta em maior eficiência luminosa e estabilidade cromática (Ioinovici, 2013). A Figura 10 apresenta a versão não isolada do conversor *Zeta*.

Figura 10 – Conversor *Zeta*.



Fonte: Ioinovici, 2013, p. 504.

A Tabela 2 resume as principais características deste conversor, destacando aspectos relacionados à topologia, corrente de entrada e saída, polaridade, isolamento, esforços de tensão nos semicondutores e a forma de transferência de energia, conforme descrito por Tofoli (2018).

Tabela 2 – Principais características do conversor *Zeta*.

Característica	Descrição
Ordem do sistema	Sistema de quarta ordem, composto por dois indutores e dois capacitores.
Corrente de entrada	Descontínua, exigindo o uso de filtro passa-baixa para atenuar interferências eletromagnéticas.
Corrente de saída	Contínua, adequada para alimentação de cargas sensíveis.
Polaridade da tensão de saída	Mesma polaridade da tensão de entrada.
Isolamento do interruptor	O interruptor (chave, MOSFET) controlado não compartilha o mesmo nó de referência da fonte, requerendo circuito de comando isolado.
Esforço de tensão nos semicondutores	Idêntico aos conversores <i>Buck-Boost</i> , <i>Ćuk</i> e <i>SEPIC</i> .
Transferência de energia	Realizada por meio do capacitor de acoplamento.
Características de entrada e saída	Fonte de tensão na entrada e fonte de corrente na saída.

Fonte: Adaptado de Tofoli, 2018.

2.3.1 Etapas de Operação no MCC

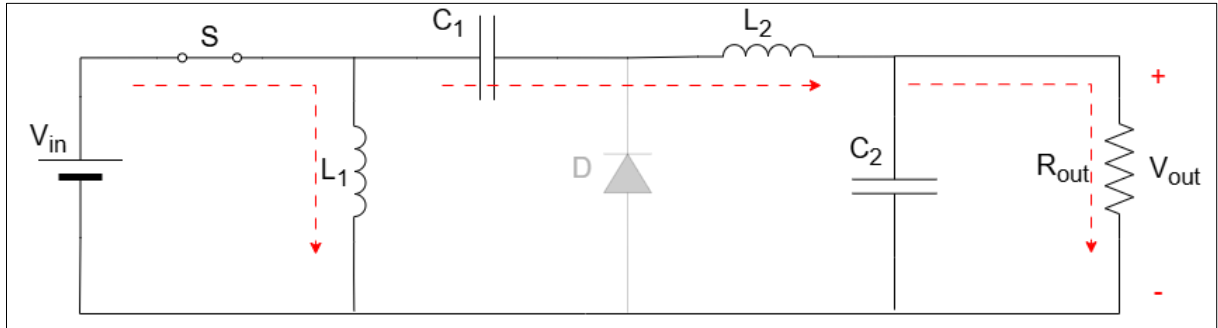
O conversor *Zeta* no MCC realiza a transferência de energia de forma cíclica e coordenada entre os indutores e capacitores do circuito, resultando na formação da tensão de saída desejada. Para simplificar a análise, assume-se que o conversor opera em regime permanente e que todos os componentes são ideais, permitindo acompanhar de forma clara o comportamento das correntes e tensões durante o ciclo de chaveamento (Tofoli, 2018).

As Figuras 11 e 12 ilustram as etapas de operação do conversor, enquanto a Figura 13 apresenta as formas de onda teóricas correspondentes, evidenciando a evolução das correntes nos indutores e a tensão nos capacitores ao longo do tempo.

Na primeira etapa do ciclo $[0, t_{on}]$, assim como mostrando na Figura 11, a chave *S* conduz, permitindo que as correntes em L_1 e L_2 cresçam linearmente. Nessa fase, o diodo *D* permanece bloqueado, o capacitor C_1 é descarregado transferindo energia para L_2 , e o capacitor

de saída C_2 fornece corrente à carga. Essa etapa representa a acumulação de energia nos indutores, preparando o circuito para a etapa seguinte (Tofoli, 2018).

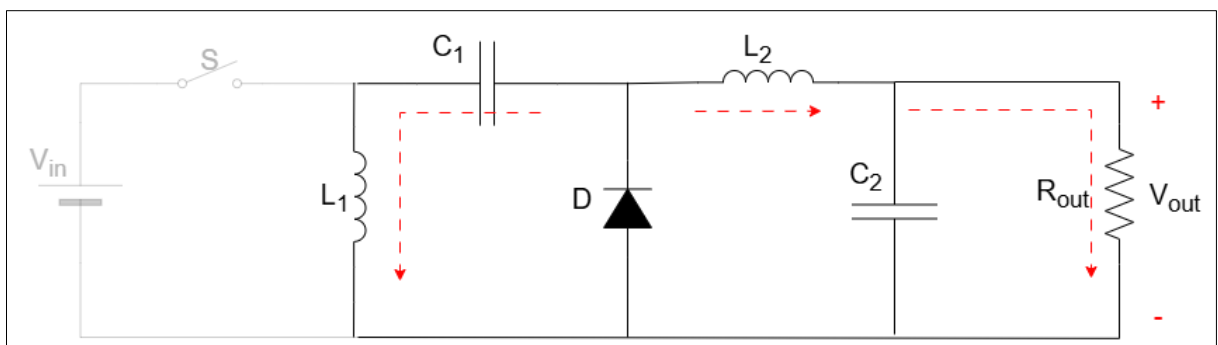
Figura 11 – Primeira etapa de operação do conversor *Zeta* em MCC (chave fechada).



Fonte: Adaptado de Tofoli, 2018.

Já na segunda etapa $[t_{on}, T_s]$, assim como mostrado na Figura 12, a chave S é desligada e o diodo conduz, permitindo que a energia armazenada em L_1 e L_2 seja transferida para os capacitores C_1 e C_2 , enquanto as correntes nos indutores decrescem linearmente. Essa etapa garante que a energia previamente acumulada seja disponibilizada à carga e aos capacitores de acoplamento, completando o ciclo de transferência (Tofoli, 2018).

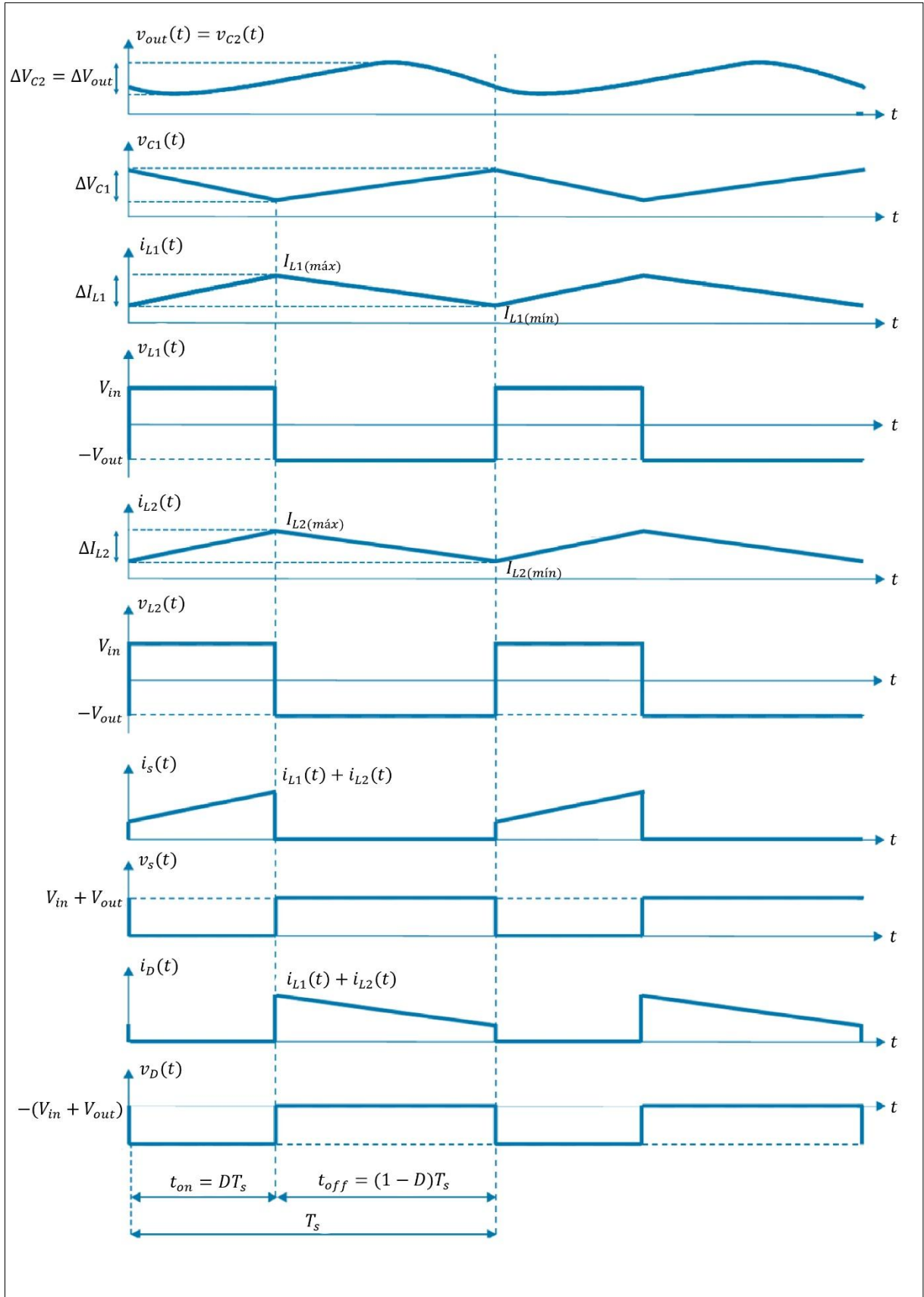
Figura 12 – Segunda etapa de operação do conversor *Zeta* em MCC (chave aberta).



Fonte: Adaptado de Tofoli, 2018.

Dessa forma, a operação do conversor *Zeta* no MCC consiste na alternância controlada entre as etapas de carregamento e descarregamento dos indutores e capacitores, possibilitando a regulação eficiente da tensão de saída, conforme ilustrado nas formas de onda da Figura 13.

Figura 13 – Formas de onda teóricas do conversor *Zeta* em MCC.



Fonte: Adaptado de Tofoli, 2018.

2.3.2 Ganho Estático no MCC

Aplicando a Lei das Tensões de Kirchhoff (LKT) às duas malhas do circuito durante a primeira etapa de operação, conforme ilustrado na Figura 14 (a), tem-se (Tofoli, 2018; Ioinovici, 2013):

- Malha 1: composta pela fonte de tensão V_{in} , pelo indutor L_1 e pela chave em condução;
- Malha 2: formada pelo indutor L_1 , pelo capacitor C_1 , pelo indutor L_2 e pela carga R_{out} .

A partir dessa análise, obtêm-se as seguintes expressões:

$$v_{L1} = V_{in}, \quad 0 \leq t < DT_s \quad (2)$$

$$v_{L2} = V_{in} + V_{C1} - V_{out}, \quad 0 \leq t < DT_s \quad (3)$$

Aplicando novamente a LKT às malhas do circuito, agora durante a segunda etapa de operação, conforme ilustrado na Figura 14 (b), tem-se (Tofoli, 2018; Ioinovici, 2013):

- Malha 1: composta pelo indutor L_1 , pelo capacitor C_1 e pelo diodo D ;
- Malha 2: formada pelo indutor L_2 , pelo diodo D e pela carga R_{out} .

As equações correspondentes são:

$$v_{L1} = -V_{C1}, \quad DT_s \leq t < T_s \quad (4)$$

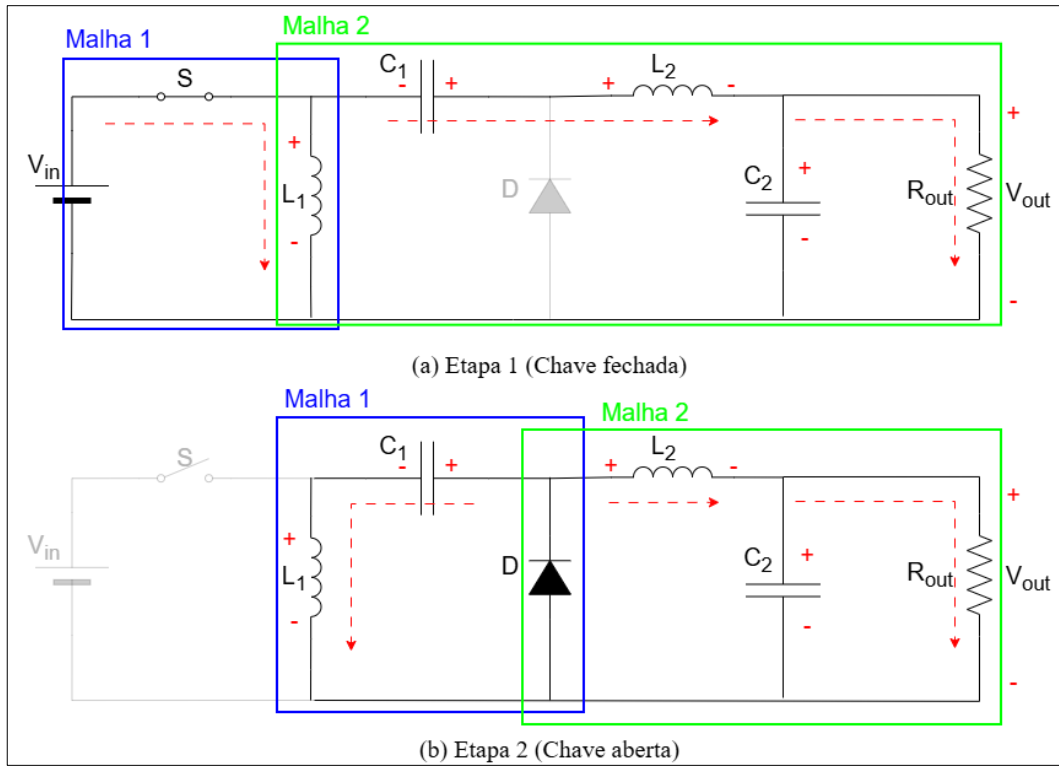
$$v_{L2} = -V_{out}, \quad DT_s \leq t < T_s \quad (5)$$

Portanto, as expressões que descrevem o comportamento das tensões nos indutores L_1 e L_2 durante o ciclo de operação do conversor são dadas por (Tofoli, 2018; Ioinovici, 2013):

$$v_{L1} = \begin{cases} V_{in}, & 0 \leq t < DT_s \\ -V_{C1}, & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (6)$$

$$v_{L2} = \begin{cases} V_{in} + V_{C1} - V_{out}, & 0 \leq t < DT_s \\ -V_{out}, & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (7)$$

Figura 14 – LKT do conversor *Zeta* no MCC.



Fonte: Autoria própria, 2025.

Considerando que na análise todos os componentes são ideais, o ganho estático do conversor *Zeta* no MCC pode ser determinado a partir da condição de regime permanente, em que a tensão média nos indutores L_1 e L_2 é nula ao longo de um período de comutação. Dessa forma, a partir das formas de onda das tensões nesses indutores, obtém-se (Tofoli, 2018; Ioinovici, 2013):

$$V_{L1(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{L1} dt = 0 \quad (8)$$

$$V_{L2(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{L2} dt = 0 \quad (9)$$

Substituindo as Eqs. (6) e (7) nas Eqs. (8) e (9), respectivamente, têm-se:

$$V_{L1(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} V_{in} dt - \int_{DT_s}^{T_s} V_{C1} dt \right] = 0 \quad (10)$$

$$V_{L2(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (V_{in} + V_{C1} - V_{out}) dt - \int_{DT_s}^{T_s} V_{out} dt \right] = 0 \quad (11)$$

Resolvendo as integrais das Eqs. (10) e (11):

$$V_{L1(méd)} = \frac{1}{T_s} [V_{in}DT_s - (V_{C1}T_s - V_{C1}DT_s)] = 0 \quad (12)$$

$$V_{in}DT_s - V_{C1}T_s + V_{C1}DT_s = 0 \quad (13)$$

$$V_{in}D - V_{C1} + V_{C1}D = 0 \quad (14)$$

$$V_{L2(méd)} = \frac{1}{T_s} [(V_{in} + V_{C1} - V_{out})DT_s - (V_{out}T_s - V_{out}DT_s)] = 0 \quad (15)$$

$$(V_{in} + V_{C1} - V_{out})DT_s - V_{out}T_s + V_{out}DT_s = 0 \quad (16)$$

$$V_{in}D + V_{C1}D - V_{out}D - V_{out} + V_{out}D = 0 \quad (17)$$

Igualando as Eqs. (14) e (17) e realizando as devidas manipulações matemáticas:

$$V_{in}D - V_{C1} + V_{C1}D = V_{in}D + V_{C1}D - V_{out}D - V_{out} + V_{out}D \quad (18)$$

$$V_{C1} = V_{out} \quad (19)$$

De acordo com a Eq. (19), a tensão média no capacitor C_1 é igual à tensão média de saída do conversor. Substituindo essa relação na Eq. (14), obtém-se:

$$V_{in}D - V_{out} + V_{out}D = 0 \quad (20)$$

$$V_{in}D = V_{out}(1 - D) \quad (21)$$

$$G_{MCC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} \quad (22)$$

Assim, o ganho estático no MCC do conversor é dado pela Eq. (22). O conversor pode operar como abaixador (*Buck*) ou elevador (*Boost*), dependendo do valor do ciclo de trabalho D , conforme apresentado a seguir (Tofoli, 2018; Ioinovici, 2013):

$$G_{MCC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \begin{cases} D < 0,5 \rightarrow V_{out} < V_{in} & \text{(abaixador ou buck)} \\ D = 0,5 \rightarrow V_{out} = V_{in} & \\ D > 0,5 \rightarrow V_{out} > V_{in} & \text{(elevador ou boost)} \end{cases} \quad (23)$$

2.3.3 Dimensionamento dos Indutores e Capacitores

No conversor *Zeta*, os componentes passivos (indutores e capacitores) exercem papel fundamental na definição da ondulação de corrente e tensão, além de influenciarem diretamente a estabilidade e o desempenho dinâmico do sistema. As expressões utilizadas para o cálculo desses elementos são largamente consolidadas na literatura. Assim, sem entrar em detalhes matemáticos da dedução, o dimensionamento dos indutores L_1 e L_2 é realizado a partir da ondulação admissível de corrente em cada um deles, resultando nas seguintes expressões gerais (Tofoli, 2018; Ioinovici, 2013):

$$L_1 = \frac{V_{in}D}{\Delta I_{L1}f_s} \quad (24)$$

$$L_2 = \frac{V_{in}D}{\Delta I_{L2}f_s} \quad (25)$$

Da mesma forma, os capacitores do conversor são definidos em função da ondulação permitida de tensão. O capacitor de acoplamento C_1 é obtido por (Tofoli, 2018; Ioinovici, 2013):

$$C_1 = \frac{I_{out}D}{\Delta V_{C1}f_s} \quad (26)$$

Enquanto o capacitor de saída C_2 é calculado por:

$$C_2 = \frac{V_{in}D}{8f_s^2 L_2 \Delta V_{C3}} \quad (27)$$

Essas equações fornecem a base para o dimensionamento dos componentes passivos no conversor *Zeta*, permitindo selecionar valores apropriados conforme os requisitos de *ripple* (ondulação), tensão, corrente e frequência de chaveamento definidos no projeto (Tofoli, 2018; Ioinovici, 2013).

2.3.4 Limitações do Conversor CC-CC *Zeta* na Aplicação Proposta

O conversor CC-CC *Zeta*, assim como outras topologias clássicas não isoladas, apresenta limitações em relação ao ganho de tensão que podem comprometer sua aplicação em sistemas que demandam altas relações de conversão. O ganho estático desse conversor depende diretamente do ciclo de trabalho e das perdas inerentes aos elementos semicondutores e passivos (Ioinovici, 2013). Dessa forma, quando se busca uma tensão de saída significativamente superior à de entrada, como em sistemas fotovoltaicos de baixa tensão conectados a barramentos CC de nível elevado, torna-se necessário operar com elevados ciclos de condução para atingir o ganho desejado.

Entretanto, a operação com altos valores de ciclo de trabalho implica em aumento das perdas por comutação e condução, redução da eficiência global e maior estresse elétrico sobre os dispositivos semicondutores. Além disso, a resposta dinâmica do conversor tende a se degradar, e o controle torna-se mais sensível a variações de carga e tensão de entrada (Ioinovici, 2013). Essas características restringem o uso do conversor *Zeta* convencional em aplicações que exigem elevadas relações de tensão com alta eficiência. Dessa forma, o emprego de técnicas de elevação de tensão torna-se fundamental para ampliar o ganho estático do conversor sem comprometer seu desempenho e eficiência (Andrade, 2022).

2.4 Técnicas de Elevação de Tensão

Na literatura, diversas técnicas de elevação de tensão têm sido propostas com o objetivo de aumentar o ganho estático dos conversores CC-CC sem a necessidade de operar com elevados ciclos de trabalho, o que implicaria em maiores perdas de condução e de comutação. Em seu trabalho Forouzesh *et al.* (2017) apresentam uma classificação abrangente das principais técnicas de elevação de tensão aplicáveis em conversores não isolados e isolados. Entre elas, destacam-se:

- Capacitores Chaveados (*Switched Capacitor* ou *Charge Pump*);
- Multiplicadores de Tensão (*Voltage Multiplier*);
- Indutores Comutado (*Switched Inductor* ou *Voltage Lift*);
- Acoplamento Magnético (*Magnetic Coupling*);
- Estruturas Multinível ou em Múltiplos Estágios (*Multi-Stage* ou *Multi-Level*).

Cada uma dessas técnicas apresenta vantagens e limitações que devem ser avaliadas conforme a aplicação, levando em consideração fatores como custo, complexidade de projeto, densidade de potência, confiabilidade e eficiência global. Diante da crescente demanda por sistemas de conversão capazes de operar em ampla faixa de tensões e potências, novas topologias têm sido continuamente propostas, combinando diferentes métodos de elevação de tensão com componentes passivos e ativos adicionais. Essas combinações dão origem a estruturas híbridas que mantêm os princípios fundamentais de conversores clássicos, mas com desempenho otimizado (Forouzesh *et al.*, 2017).

Assim, o estudo e a seleção da técnica de ganho de tensão mais adequada são essenciais para garantir a eficiência, estabilidade e viabilidade do sistema. No contexto deste trabalho, que busca aprimorar o desempenho de um conversor *Zeta* aplicado a sistemas fotovoltaicos de baixa tensão, optou-se pela utilização de Células Multiplicadoras de Tensão, cuja estrutura e princípios de funcionamento são detalhados na subseção a seguir.

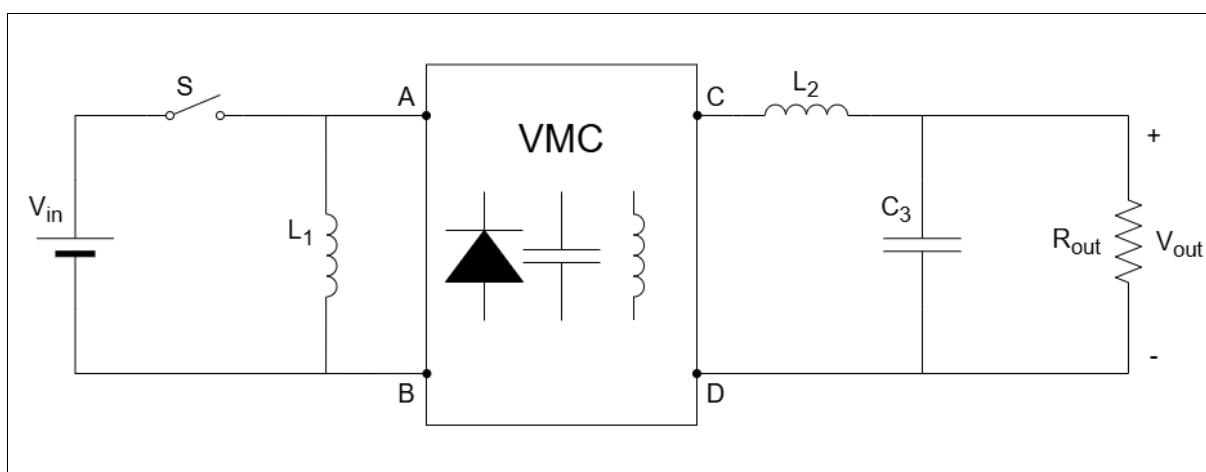
2.4.1 Células Multiplicadoras de Tensão

As células multiplicadoras de tensão (do inglês, *Voltage Multiplier Cells* – VMCs) consistem em estruturas que aplicam a técnica de capacitores chaveados, podendo ser

combinadas com indutores e acoplamento magnético, a fim de ampliar o ganho de tensão em conversores CC-CC. Segundo Carvalho (2022), essas células são usualmente integradas após o dispositivo de comutação principal (como o MOSFET) com o objetivo de reduzir os esforços de tensão sobre o mesmo e, simultaneamente, aumentar a tensão de saída. Essa abordagem permite melhorar o desempenho global do conversor, elevando a eficiência e possibilitando a operação com menores ciclos de trabalho, especialmente em aplicações que demandam alta relação de conversão (Carvalho, 2022).

A representação do conversor *Zeta* com uma VMC está mostrado na Figura 15.

Figura 15 – Conversor *Zeta* com VMC.



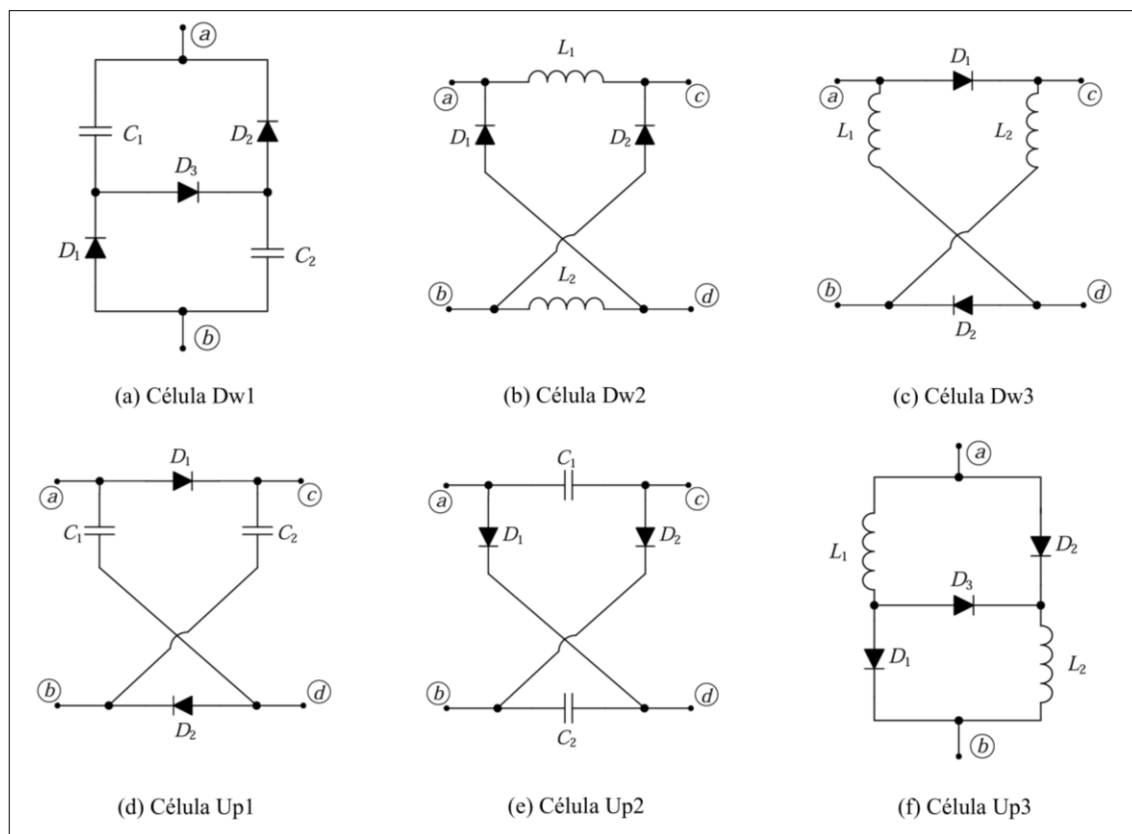
Fonte: Autoria própria, 2025.

Conforme descrito por Ioinovici (2013) as células multiplicadoras podem ser classificadas em dois grupos principais:

- Células *Dw* (*Down cells*): voltadas a aplicações *step-down*, isto é, de redução de tensão;
- Células *Up* (*Up cells*): voltadas a aplicações *step-up*, de elevação de tensão.

Cada célula distingue-se pela forma como os elementos armazenadores de energia (capacitores e indutores) realizam os processos de carga e descarga ao longo do ciclo de chaveamento. De maneira geral, quando a chave principal está em condução (*on*), a célula promove a transferência de energia para o circuito de saída; já durante o intervalo em que a chave está aberta (*off*), ocorre o armazenamento de energia nos elementos passivos, resultando no efeito multiplicador de tensão característico dessas estruturas (Ioinovici, 2013).

Figura 16 – Células Multiplicadoras de Tensão (VMCs).



Fonte: Adaptado de Ioinovici, 2013.

A Figura 16 apresenta as seis principais variações dessas células, sendo três do tipo *Dw* e três do tipo *Up*, empregadas conforme a necessidade de redução ou elevação da tensão. As células *Dw* são caracterizadas por (Ioinovici, 2013):

- *Dw1* (Figura 16 (a)): Composta por dois capacitores e três diodos. Durante o período *off* da chave, os capacitores são carregados em série, e durante o período *on*, são descarregados em paralelo. Essa estrutura proporciona uma tensão de saída reduzida e apresenta a vantagem de gerar corrente de entrada não pulsante.
- *Dw2* (Figura 16 (b)): Utiliza dois indutores e dois diodos. Os indutores são carregados em série quando a chave está ligada e descarregados em paralelo quando está desligada. Oferece o mesmo ganho em corrente contínua da *Dw1*, porém com menor número de componentes, o que reduz custos e perdas.
- *Dw3* (Figura 16 (c)): Estrutura semelhante à *Dw2*, mas com uma disposição alternativa dos indutores, permitindo combinações em topologias derivadas de conversores como *Buck*, *SEPIC* e *Zeta*, tornando-a mais versátil para diferentes aplicações.

As células *Up* são projetadas para elevação de tensão, operando de maneira inversa às células *Dw* (Ioinovici, 2013):

- *Up1* (Figura 16 (d)): Formada por dois capacitores e dois diodos. Atua carregando os capacitores em paralelo e descargando-os em série, promovendo um aumento efetivo da tensão de saída.
- *Up2* (Figura 16 (e)): Estrutura semelhante à *Up1*, mas com uma configuração distinta dos diodos, o que permite melhor aproveitamento da energia armazenada e menor ondulação de corrente.
- *Up3* (Figura 16 (f)): Composta por dois indutores e três diodos. Os indutores são carregados em paralelo e descargados em série, o que proporciona alta relação de elevação de tensão com bom desempenho dinâmico e maior estabilidade de operação.

Essas seis células podem ser integradas a conversores clássicos (*Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *Zeta*), formando estruturas híbridas com ganho de tensão ampliado e menores esforços elétricos sobre os semicondutores (Ioinovici, 2013).

A Tabela 3 apresenta as possíveis combinações entre as células multiplicadoras de tensão e os conversores CC-CC clássicos, indicando em quais topologias cada tipo de célula pode ser inserido. Nem todas as combinações são viáveis, uma vez que a célula deve operar de forma sincronizada com o estado de comutação do interruptor principal do conversor base. No caso específico do conversor *Zeta*, é possível implementar tanto células do tipo *Dw* quanto *Up* (Ioinovici, 2013).

Tabela 3 – Possíveis combinações entre as células multiplicadoras de tensão e os conversores CC-CC clássicos.

	<i>Buck</i>	<i>Boost</i>	<i>Buck-Boost</i>	<i>Ćuk</i>	<i>SEPIC</i>	<i>Zeta</i>
<i>Dw1</i>	X		X	X	X	
<i>Dw2</i>	X			X		X
<i>Dw3</i>					X	
<i>Up1</i>		X	X			
<i>Up2</i>				X		X
<i>Up3</i>		X	X	X	X	X

Fonte: Adaptado de Ioinovici, 2013.

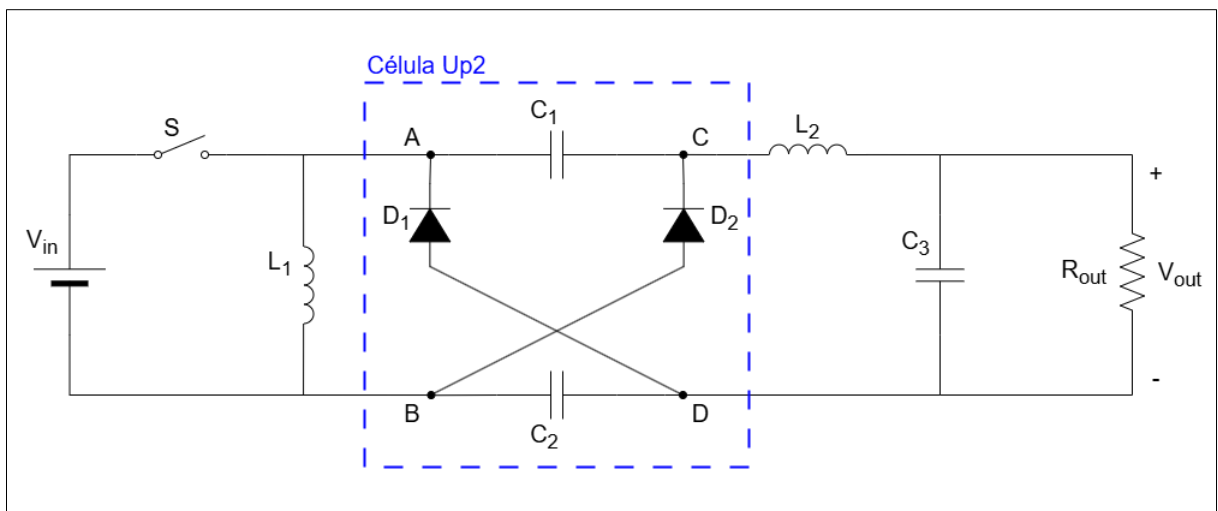
2.5 Conversor CC-CC *Zeta* Modificado

Com base nos estudos apresentados nas seções anteriores, propõe-se neste trabalho uma modificação da topologia clássica do conversor CC-CC *Zeta*, visando aumentar o ganho de tensão e otimizar o desempenho global do sistema. A modificação consiste na inserção de uma célula multiplicadora de tensão do tipo *Up2* na estrutura do conversor, resultando em uma topologia com maior relação de conversão estática e menores esforços sobre os componentes semicondutores.

A célula *Up2*, conforme descrita por Ioinovici (2013), é composta por diodos e capacitores dispostos de forma a realizar o carregamento em paralelo e o descarregamento em série durante o ciclo de chaveamento, promovendo um efeito multiplicador de tensão na saída do conversor. A integração dessa célula à estrutura *Zeta* permite aumentar o ganho de tensão sem a necessidade de operar com altos ciclos de trabalho, o que contribui para reduzir as perdas por comutação e condução e melhorar a eficiência energética do sistema.

O circuito resultante, ilustrado na Figura 17, mantém as principais características do conversor *Zeta* tradicional, como a corrente de saída contínua e a capacidade de operar como abaixador-elevador de tensão, porém com desempenho aprimorado em aplicações que demandam altos níveis de tensão de saída, como sistemas fotovoltaicos de baixa tensão conectados a barramentos CC.

Figura 17 – Conversor CC-CC *Zeta* modificado com célula *Up2*.



Fonte: Autoria própria, 2025.

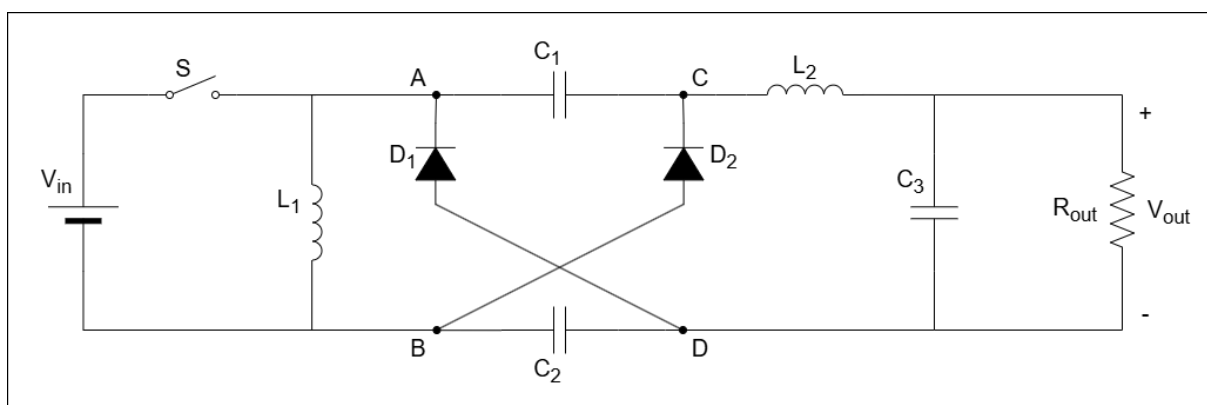
Nesta seção, é apresentada apenas a estrutura do conversor proposto e uma visão geral de seu funcionamento, enquanto as análises qualitativas e quantitativas, abrangendo o cálculo do ganho estático no MCC, das correntes e tensões nos componentes, e o dimensionamento dos elementos passivos e semicondutores, serão discutidas em detalhe no Capítulo 3 – Análise Qualitativa e Quantitativa do conversor CC-CC *Zeta* Modificado.

3 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR CC-CC ZETA MODIFICADO

A análise apresentada neste capítulo baseia-se nos estudos sobre o conversor *Zeta* clássico desenvolvidos por Tofoli (2018), em “*Conversores CC-CC não isolados: análise, modelagem e controle*”, e por Ioinovici (2013), em “*Power Electronics and Energy Conversion Systems*”. As metodologias de dedução, as relações fundamentais de corrente e tensão e o tratamento matemático empregados por esses autores servem como referência direta para o desenvolvimento das equações aqui aplicadas ao conversor *Zeta* modificado com a célula elevadora *Up2*. Como o acréscimo da célula não altera a essência do funcionamento básico do conversor, grande parte das expressões apresentadas para o modelo modificado permanece equivalente às obtidas para o conversor *Zeta* clássico, diferindo apenas nos pontos onde a topologia adicional influencia diretamente o ganho estático e a distribuição de tensões no circuito.

A Figura 18 apresenta o diagrama esquemático do conversor CC-CC *Zeta* modificado utilizado neste estudo, o qual servirá de base para todas as análises qualitativas e quantitativas desenvolvidas ao longo deste capítulo.

Figura 18 – Conversor CC-CC *Zeta* modificado.



Fonte: Autoria própria, 2025.

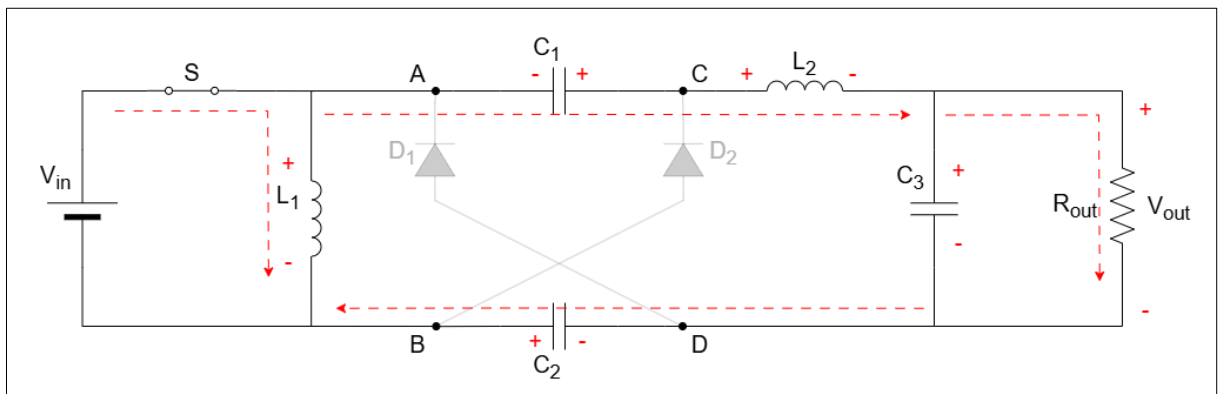
3.1 Etapas de Operação no MCC

O conversor *Zeta* modificado com célula *Up2*, mostrado na Figura 18, mantém o mesmo princípio de operação do conversor *Zeta* clássico, promovendo a transferência de energia entre indutores e capacitores de forma cíclica e controlada. A diferença fundamental está na inserção da célula multiplicadora de tensão *Up2*, composta por dois capacitores e dois diodos, que amplia o ganho estático do conversor ao aproveitar de forma mais eficiente a energia armazenada nos elementos passivos do circuito.

Para a análise do funcionamento, assim como realizado no estudo do *Zeta* clássico, considera-se que o conversor opera no MCC, sob regime permanente e com componentes ideais, desconsiderando perdas e efeitos parasitas. Essa abordagem simplifica a observação do comportamento das correntes e tensões durante o chaveamento e permite compreender com maior clareza a influência da célula *Up2* na dinâmica de operação. As Figura 19 e 20 apresentam as etapas de operação do conversor modificado.

Na primeira etapa do ciclo $[0, t_{on}]$, mostrada na Figura 19, a chave *S* conduz, permitindo que as correntes em L_1 e L_2 cresçam linearmente. Nessa fase, os diodos D_1 e D_2 permanecem bloqueados, a fonte V_{in} carrega o indutor L_1 , os capacitores C_1 e C_2 são descarregados transferindo energia para L_2 , e o capacitor de saída C_3 fornece corrente à carga. Essa etapa representa a acumulação de energia nos indutores, preparando o circuito para a etapa seguinte.

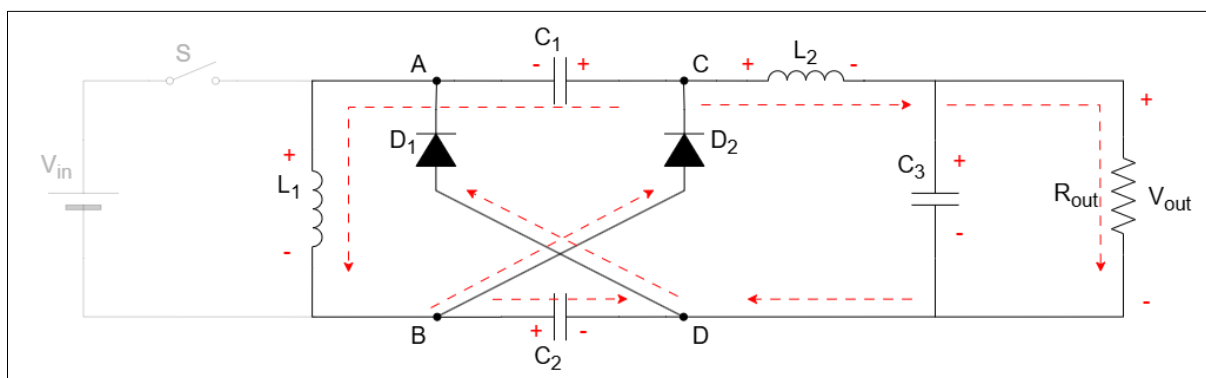
Figura 19 – Primeira etapa de operação do conversor *Zeta* modificado em MCC (chave fechada).



Fonte: Autoria própria, 2025.

Já na segunda etapa $[t_{on}, T_s]$, mostrado na Figura 20, a chave S é desligada e os diodos conduzem, permitindo que a energia armazenada em L_1 e L_2 seja transferida para os capacitores C_1 , C_2 e C_3 , enquanto as correntes nos indutores decrescem linearmente. Essa etapa garante que a energia previamente acumulada seja disponibilizada à carga e aos capacitores de acoplamento, completando o ciclo de transferência.

Figura 20 – Segunda etapa de operação do conversor *Zeta* modificado em MCC (chave aberta).

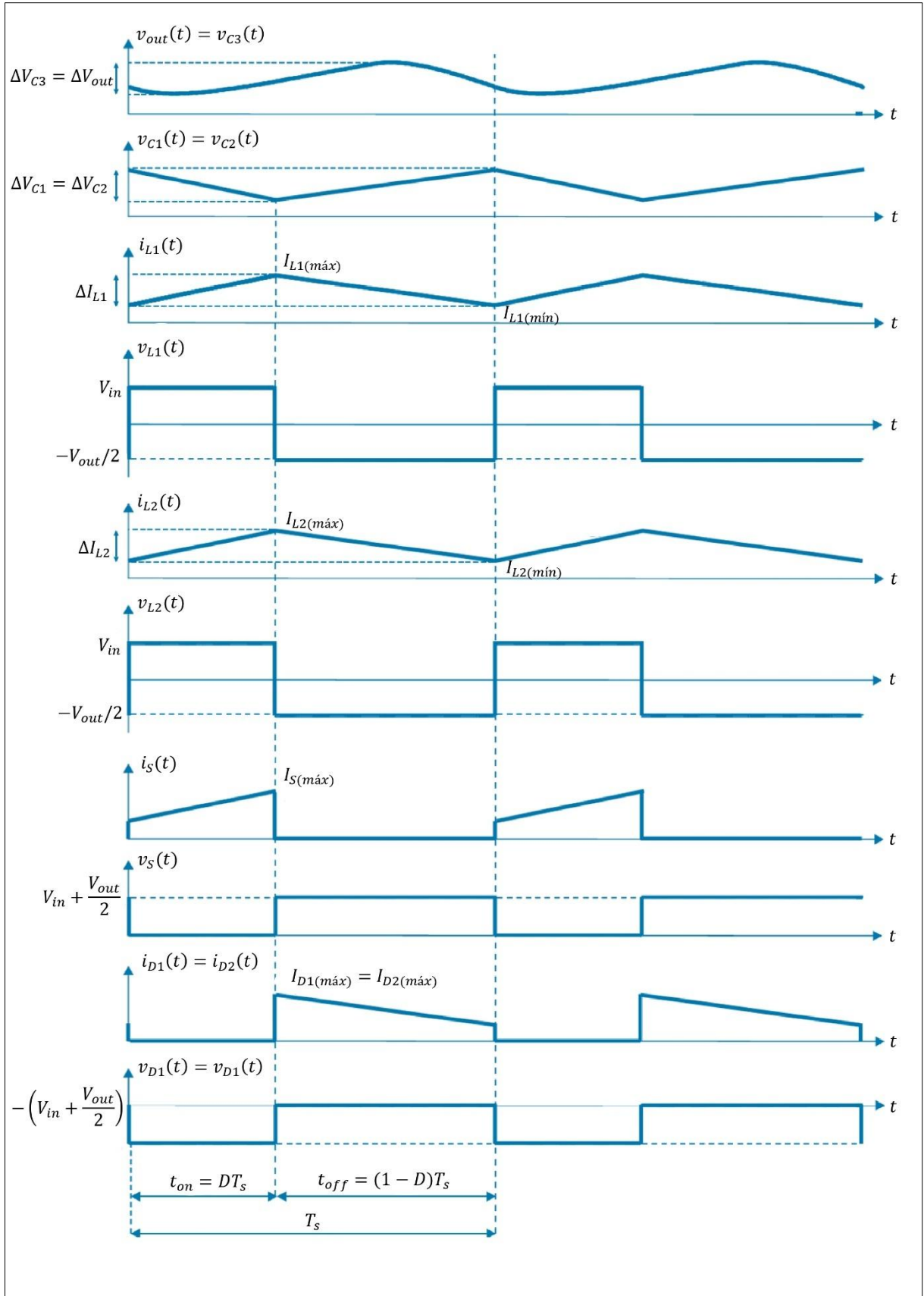


Fonte: Autoria própria, 2025.

Dessa forma, a operação do conversor *Zeta* modificado em MCC, de maneira análoga ao conversor *Zeta* clássico, baseia-se na alternância entre uma etapa em que a chave conduz e os indutores acumulam energia, e outra em que a chave é desligada e essa energia é transferida para os capacitores e para a carga. A célula *Up2* atua complementando esse processo ao redistribuir as cargas entre seus capacitores e diodos, contribuindo para a elevação da tensão resultante. Esse comportamento periódico garante uma transferência de energia contínua e suave, preservando a característica de corrente de saída praticamente constante, um dos pontos fortes da topologia *Zeta*. Assim, mesmo sob variações da tensão de entrada, o conversor mantém a capacidade de regular eficientemente sua tensão de saída.

A Figura 21 apresenta as formas de onda correspondentes a esse ciclo de operação, evidenciando a evolução das correntes e tensões dos componentes passivos e ativos do conversor.

Figura 21 – Formas de onda teóricas do conversor *Zeta* modificado em MCC.



Fonte: Autoria própria, 2025.

3.2 Ganho Estático no MCC

Assim como no conversor *Zeta* clássico, o ganho estático no MCC do conversor *Zeta* modificado com célula *Up2* pode ser obtido aplicando-se a LKT às duas etapas de operação.

Durante a primeira etapa, Figura 19, quando a chave S está em condução, as tensões nos indutores são expressas por:

$$v_{L1} = V_{in}, \quad 0 \leq t < DT_s \quad (28)$$

$$v_{L2} = V_{in} + V_{C1} + V_{C2} - V_{out}, \quad 0 \leq t < DT_s \quad (29)$$

Como os capacitores C_1 e C_2 possuem os mesmos valores para garantir o balanceamento da célula *Up2*, suas tensões também são iguais, isto é:

$$V_{C1} = V_{C2} \quad (30)$$

Assim, a Eq. (29) pode ser reescrita como:

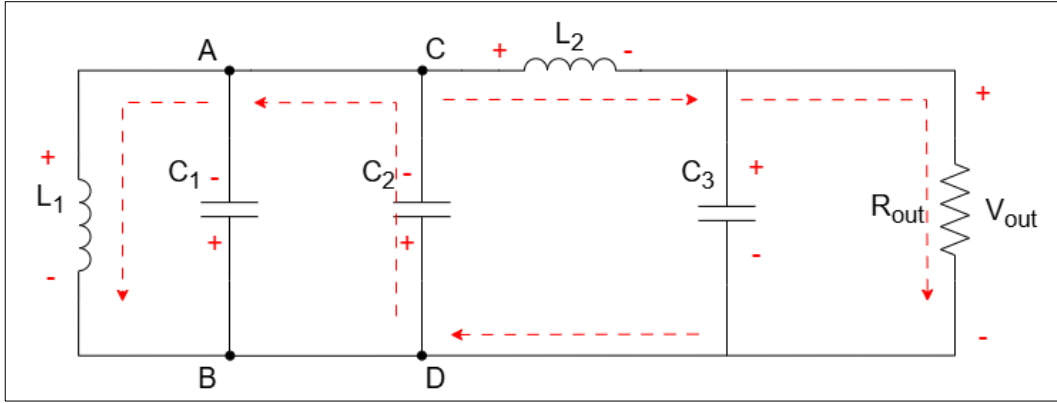
$$v_{L2} = V_{in} + 2V_{C1} - V_{out}, \quad 0 \leq t < DT_s \quad (31)$$

Para a segunda etapa de operação, Figura 20, considerando que os diodos são ideais e, portanto, não apresentam queda de tensão, o circuito pode ser reconfigurado conforme ilustrado na Figura 22, na qual os diodos passam a se comportar como curtos-circuitos. Aplicando novamente a LKT, obtêm-se as seguintes expressões:

$$v_{L1} = -V_{C1} = -V_{C2}, \quad DT_s \leq t < T_s \quad (32)$$

$$v_{L2} = -V_{out} + V_{C1}, \quad DT_s \leq t < T_s \quad (33)$$

Figura 22 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação.



Fonte: Autoria própria, 2025.

Portanto, as expressões que descrevem o comportamento das tensões nos indutores L_1 e L_2 durante o ciclo de operação do conversor são dadas por:

$$v_{L1} = \begin{cases} V_{in}, & 0 \leq t < DT_s \\ -V_{C1}, & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (34)$$

$$v_{L2} = \begin{cases} V_{in} + 2V_{C1} - V_{out}, & 0 \leq t < DT_s \\ -V_{out} + V_{C1}, & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (35)$$

Substituindo as Eqs. (34) e (35) nas Eqs. (8) e (9), respectivamente, têm-se:

$$V_{L1(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} V_{in} dt - \int_{DT_s}^{T_s} V_{C1} dt \right] = 0 \quad (36)$$

$$V_{L2(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (V_{in} + 2V_{C1} - V_{out}) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-V_{out} + V_{C1}) dt \right] = 0 \quad (37)$$

Resolvendo as integrais das Eqs. (36) e (37):

$$V_{L1(méd)} = \frac{1}{T_s} [V_{in}DT_s - (V_{C1}T_s - V_{C1}DT_s)] = 0 \quad (38)$$

$$V_{in}DT_s - V_{C1}T_s + V_{C1}DT_s = 0 \quad (39)$$

$$V_{in}D - V_{C1} + V_{C1}D = 0 \quad (40)$$

$$V_{L2(méd)} = \frac{1}{T_s} [(V_{in} + 2V_{C1} - V_{out})DT_s + (-V_{out} + V_{C1})T_s - (-V_{out} + V_{C1})DT_s] = 0 \quad (41)$$

$$V_{in}DT_s + 2V_{C1}DT_s - V_{out}DT_s - V_{out}T_s + V_{C1}T_s + V_{out}DT_s - V_{C1}DT_s = 0 \quad (42)$$

$$V_{in}D + V_{C1}D - V_{out} + V_{C1} = 0 \quad (43)$$

Igualando as Eqs. (40) e (43) e realizando as devidas manipulações matemáticas:

$$V_{in}D - V_{C1} + V_{C1}D = V_{in}D + V_{C1}D - V_{out} + V_{C1} \quad (44)$$

$$V_{out} = 2V_{C1} \quad (45)$$

De acordo com a Eq. (45), a tensão média no capacitor C_1 , e consequentemente no capacitor C_2 , é igual à metade da tensão média de saída do conversor. Substituindo essa relação na Eq. (40), obtém-se:

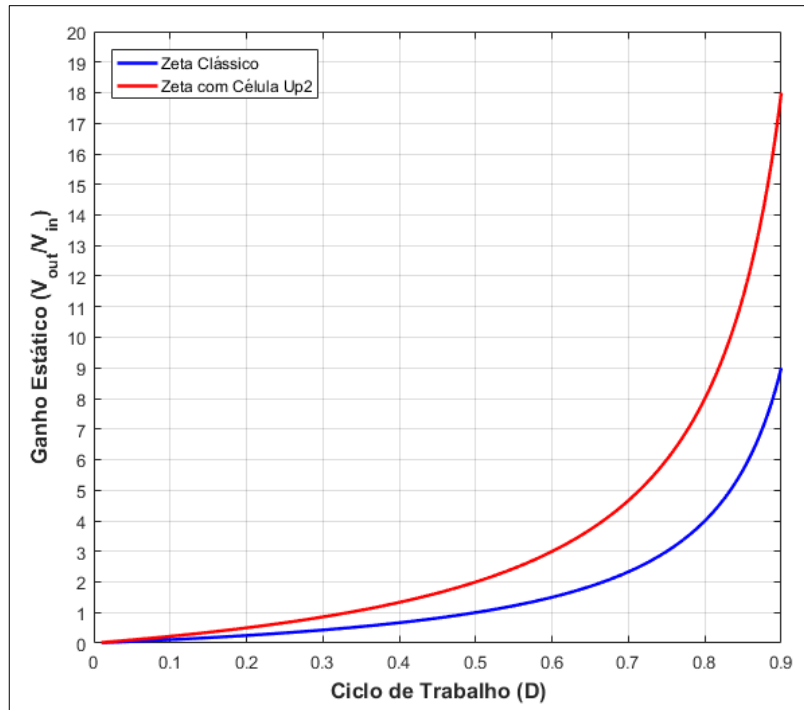
$$V_{in}D - \frac{V_{out}}{2} + \frac{V_{out}}{2}D = 0 \quad (46)$$

$$V_{in}D = \frac{V_{out}}{2}(1 - D) \quad (47)$$

$$G_{MCC_Up2} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2D}{1 - D} \quad (48)$$

Ou seja, o ganho estático do conversor *Zeta* modificado com a célula *Up2*, operando no MCC, é o dobro do ganho obtido no conversor *Zeta* em à célula. Esse aumento ocorre devido à atuação da célula multiplicadora de tensão, que adiciona uma parcela extra de tensão à saída, elevando de forma significativa a relação de conversão. A Figura 23 apresenta uma comparação gráfica entre os ganhos do conversor *Zeta* convencional e do modelo modificado com a célula *Up2*.

Figura 23 – Comparação do ganho em MCC do conversor *Zeta* com e sem a célula *Up2*.



Fonte: Autoria própria, 2025.

3.3 Cálculo dos Indutores

No conversor *Zeta* clássico, as correntes médias nos indutores L_1 e L_2 correspondem, respectivamente, às correntes médias de entrada (I_{in}) e de saída (I_{out}), devido à maneira como esses elementos estão conectados no circuito. O indutor L_1 está diretamente ligado à fonte de entrada, de modo que toda a corrente fornecida pela fonte obrigatoriamente o atravessa, resultando em uma corrente média igual à corrente média de entrada. Já o indutor L_2 encontra-se em série com a carga, fazendo com que a corrente que o percorre seja exatamente aquela entregue a carga (Tofoli, 2018).

No conversor *Zeta* modificado com a célula *Up2*, contudo, o comportamento da corrente média no indutor L_1 se altera devido forma como os diodos são posicionados. A disposição da célula faz com que parte da energia entregue à carga seja proveniente do caminho que passa por L_1 , de forma que este indutor não conduz apenas a corrente da fonte, mas também contribui para a transferência de energia à saída. Assim, a corrente média em L_1 torna-se a soma das correntes médias de entrada e de saída, enquanto a corrente em L_2 permanece igual à corrente média da carga. Matematicamente:

$$I_{L1(méd)} = I_{in} + I_{out} \quad (49)$$

$$I_{L2(méd)} = I_{out} \quad (50)$$

Durante o período de chaveamento do conversor, a corrente nos indutores apresenta uma variação linear, devido à aplicação de tensões constantes em cada etapa de operação. Desconsiderando a ondulação na tensão de saída, é possível definir as ondulações de corrente nos indutores L_1 e L_2 como ΔI_{L1} e ΔI_{L2} , respectivamente. Matematicamente:

$$\Delta I_{L1} = I_{L1(máx)} - I_{L1(mín)} \quad (51)$$

$$\Delta I_{L2} = I_{L2(máx)} - I_{L2(mín)} \quad (52)$$

onde os valores máximo e mínimo das correntes nos indutor L_1 e L_2 são:

$$I_{L1(mín)} = I_{in} + I_{out} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (53)$$

$$I_{L1(máx)} = I_{in} + I_{out} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (54)$$

$$I_{L2(máx)} = I_{out} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (55)$$

$$I_{L2(mín)} = I_{out} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (56)$$

A partir das relações entre as correntes máximas e mínimas dos indutores e da análise das formas das de onda das correntes dos indutores apresentadas na Figura 21, é possível determinar as expressões das correntes instantâneas dos indutores L_1 e L_2 durante as duas etapas de operação do conversor.

O comportamento das correntes dos indutores pode ser descrito por uma função de primeiro grau ($y = ax + b$), uma vez que, em cada intervalo de condução, a tensão aplicada aos indutores é constante, resultando em uma variação linear da corrente.

Considerando a primeira etapa de operação ($0 \leq t < DT_s$), nos instantes $(0, I_{L1(mín)})$ e $(DT_s, I_{L1(máx)})$, tem-se:

$$i_{L1} = a_1 t + b_1 \quad (57)$$

Substituindo os valores de corrente nos extremos do intervalo:

$$i_{L1} = \left[\frac{I_{L1(máx)} - I_{L1(mín)}}{DT_s - 0} \right] t + I_{L1(mín)} \quad (58)$$

Como $\Delta I_{L1} = I_{L1(máx)} - I_{L1(mín)}$ e $I_{L1(mín)} = I_{in} + I_{out} - \frac{\Delta I_{L1}}{2}$, obtém-se:

$$i_{L1} = \frac{\Delta I_{L1}}{DT_s} t + \left(I_{in} + I_{out} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right), \quad (0 \leq t < DT_s) \quad (59)$$

De forma análoga, para o indutor L_2 :

$$i_{L2} = a_2 t + b_2 \quad (60)$$

$$i_{L2} = \left[\frac{I_{L2(máx)} - I_{L2(mín)}}{DT_s - 0} \right] t + I_{L2(mín)} \quad (61)$$

Considerando que $\Delta I_{L2} = I_{L2(máx)} - I_{L2(mín)}$ e $I_{L2(mín)} = I_{out} - \frac{\Delta I_{L2}}{2}$, a expressão final é:

$$i_{L2} = \frac{\Delta I_{L2}}{DT_s} t + \left(I_{out} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right), \quad (0 \leq t < DT_s) \quad (62)$$

Durante a segunda etapa de operação ($DT_s \leq t < T_s$), a chave é bloqueada e os diodos conduzem, fazendo com que a energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 seja transferida para os capacitores e para a carga. Nessa etapa, as correntes nos indutores diminuem linearmente, pois as tensões aplicadas a eles são negativas e constantes (Tofoli, 2018).

Assim como na etapa anterior, o comportamento das correntes pode ser descrito por uma função linear no tempo. Considerando os instantes $(DT_s, I_{L1(máx)})$ e $(T_s, I_{L1(mín)})$, é possível simplificar os cálculos realizando uma translação no eixo do tempo. Dessa forma, em vez de trabalhar diretamente com esses pontos, podem-se usar os equivalentes $(0, I_{L1(máx)})$ e $(t_{off}, I_{L1(mín)})$, onde $t_{off} = (1 - D)T_s$. Assim, no lugar de utilizar os limites de integração de DT_s a T_s , pode-se integrar de 0 até $(1 - D)T_s$. Dessa forma, obtém-se:

$$i_{L1} = a_1 t + b_1 \quad (63)$$

$$i_{L1} = \left[\frac{I_{L1(mín)} - I_{L1(máx)}}{(1 - D)T_s - 0} \right] t + I_{L1(máx)} \quad (64)$$

Sabendo que $\Delta I_{L1} = I_{L1(máx)} - I_{L1(mín)}$ e $I_{L1(máx)} = I_{in} + I_{out} + \frac{\Delta I_{L1}}{2}$, a expressão pode ser simplificada para:

$$i_{L1} = -\frac{\Delta I_{L1}}{(1 - D)T_s} t + \left(I_{in} + I_{out} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right), \quad (DT_s \leq t < T_s) \quad (65)$$

De forma análoga, para o indutor L_2 , considerando os instantes $(0, I_{L1(máx)})$ e $(T_s, I_{L1(mín)})$, tem-se:

$$i_{L2} = a_2 t + b_2 \quad (66)$$

$$i_{L2} = -\frac{\Delta I_{L2}}{(1 - D)T_s} t + \left(I_{out} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right), \quad (DT_s \leq t < T_s) \quad (67)$$

Portanto, as expressões que descrevem o comportamento das correntes nos indutores L_1 e L_2 durante o ciclo de operação do conversor são dadas por (Tofoli, 2018):

$$i_{L1} = \begin{cases} \frac{\Delta I_{L1}}{DT_s} t + \left(I_{in} + I_{out} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right), & 0 \leq t < DT_s \\ -\frac{\Delta I_{L1}}{(1 - D)T_s} t + \left(I_{in} + I_{out} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right), & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (68)$$

$$i_{L2} = \begin{cases} \frac{\Delta I_{L2}}{DT_s} t + \left(I_{out} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right), & 0 \leq t < DT_s \\ -\frac{\Delta I_{L2}}{(1-D)T_s} t + \left(I_{out} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right), & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (69)$$

A tensão instantânea aplicada a um indutor é definida pela relação fundamental:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (70)$$

em que $i_L(t)$ representa a corrente instantânea que percorre o indutor e dt é:

$$dt = \begin{cases} t_{on}, & 0 \leq t < DT_s \\ t_{off}, & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (71)$$

Substituindo as Eqs. (28), (51) e (71) em (70), bem como substituindo as Eqs. (31), (52) e (50) em (49), são obtidas as seguintes expressões para os indutores:

$$v_{L1} = V_{in} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{t_{on}}, \quad 0 \leq t < DT_s \quad (72)$$

$$v_{L2} = V_{in} + 2V_{C1} - V_{out} = L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{t_{on}}, \quad 0 \leq t < DT_s \quad (73)$$

A partir da Eq. (1), tem-se que $t_{on} = DT_s$. Considerando a relação estabelecida na Eq. (45) e isolando as indutâncias a partir das Eqs. (72) e (73), obtêm-se as expressões utilizadas para o dimensionamento dos indutores do conversor:

$$V_{in} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{DT_s} = L_1 \frac{\Delta I_{L1} f_s}{D} \quad (74)$$

$$L_1 = \frac{V_{in} D}{\Delta I_{L1} f_s} \quad (75)$$

$$V_{in} + 2V_{C1} - 2V_{C1} = L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{DT_s} = L_2 \frac{\Delta I_{L2} f_s}{D} \quad (76)$$

$$L_2 = \frac{V_{in}D}{\Delta I_{L2}f_s} \quad (77)$$

Portanto, os indutores do conversor *Zeta* modificado com a célula *Up2* são dimensionados a partir das Eqs. (75) e (75). Essas expressões permitem determinar as indutâncias L_1 e L_2 em função da tensão de entrada V_{in} , do ciclo de trabalho D , da variação de corrente admissível em cada indutor (ΔI_{L1} e ΔI_{L2}) e da frequência de chaveamento f_s .

3.4 Cálculo dos Capacitores

A corrente instantânea aplicada a um capacitor é definida pela relação fundamental:

$$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (78)$$

em que $v_c(t)$ representa a tensão instantânea que percorre o capacitor (Tofoli, 2018; Ioinovici, 2013).

Durante a primeira etapa de operação, assim como mostrado na Figura 19, os capacitores C_1 e C_2 estão descarregando, fornecendo energia para o indutor L_2 e, conseqüentemente, para a carga. Portanto, a corrente que circula pelos capacitores C_1 e C_2 é igual à corrente em L_2 e, em média, é aproximadamente igual corrente de saída do conversor:

$$i_{C1} = i_{C2} = i_{L2} \cong I_{out}, \quad 0 \leq t < DT_s \quad (79)$$

Substituindo as Eqs. (71) e (79) na Eq. (78) e isolando a capacitância, obtém-se:

$$i_{C1} = I_{out} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{t_{on}} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{DT_s} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}f_s}{D}, \quad 0 \leq t < DT_s \quad (80)$$

$$C_1 = \frac{I_{out}D}{\Delta V_{C1}f_s} \quad (81)$$

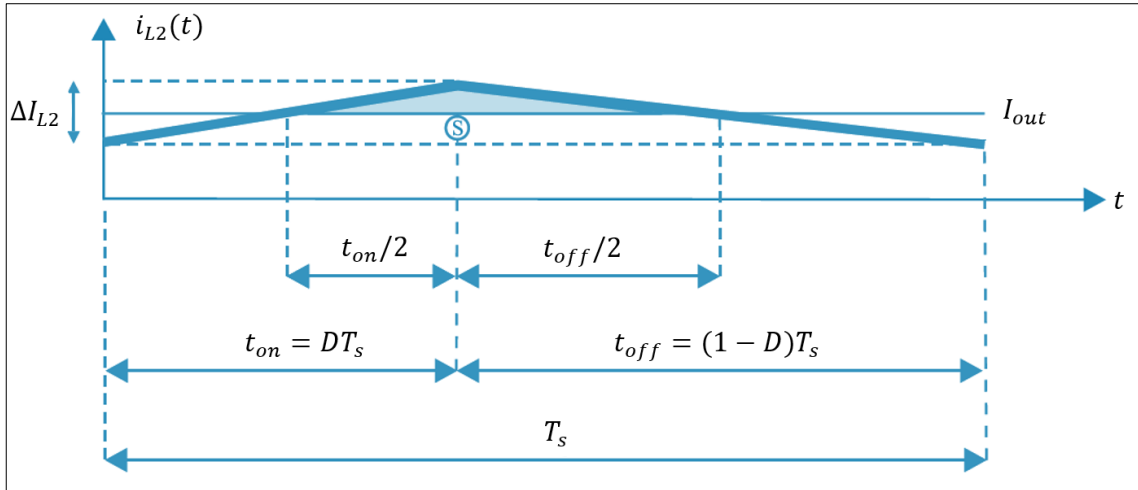
e conseqüentemente:

$$C_2 = \frac{I_{out}D}{\Delta V_{C2}f_s} \quad (82)$$

A partir das Eqs. (81) e (82), observa-se que os valores dos capacitores C_1 e C_2 estão diretamente relacionados à corrente de saída I_{out} e ao ciclo de trabalho D , enquanto é inversamente proporcional à frequência de chaveamento f_s e às ondulações de tensões admissíveis ΔV_{C1} e ΔV_{C2} . Como $C_1 = C_2$ e as ondulações também são iguais ($\Delta V_{C1} = \Delta V_{C2}$), ambas as expressões resultam no mesmo valor de capacitância.

Já para o capacitor C_3 , a análise segue uma lógica semelhante à adotada para C_1 e C_2 , porém considerando agora a tensão de saída do conversor e a corrente que efetivamente alimenta a carga. Durante a operação, quando a corrente do indutor L_2 excede a corrente de carga, C_3 se carrega, armazenando energia; quando a corrente do indutor é menor que a da carga, C_3 se descarrega, fornecendo energia à carga. Dessa forma, a capacitância C_3 deve ser dimensionada de modo a limitar a ondulação de tensão ΔV_{C3} na saída, conforme a Figura 24.

Figura 24 – Forma de onda da corrente no indutor L_2 e intervalos nos quais o capacitor C_3 se carrega e descarrega no MCC.



Fonte: Adaptado de Tofoli, 2018.

O capacitor C_3 armazena uma quantidade de carga dada por:

$$\Delta Q_{C3} = \frac{1}{2} \left(\frac{t_{on}}{2} + \frac{t_{off}}{2} \right) \frac{\Delta I_{L2}}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{DT_s}{2} + \frac{(1-D)T_s}{2} \right) \frac{\Delta I_{L2}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_s}{2} \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (83)$$

$$\Delta Q_{C3} = \frac{T_s \Delta I_{L2}}{8} = \frac{\Delta I_{L2}}{8f_s} \quad (84)$$

A capacitância C_3 é dada por:

$$C_3 = \frac{\Delta Q_{C3}}{\Delta V_{C3}} \quad (85)$$

onde ΔV_{C3} é a ondulação de tensão do capacitor C_3 . Logo, substituindo a Eq. (84) na Eq. (85), tem-se:

$$C_3 = \frac{\frac{\Delta I_{L2}}{8f_s}}{\Delta V_{C3}} = \frac{\Delta I_{L2}}{8f_s \Delta V_{C3}} \quad (86)$$

A partir da Eq. (77) é possível achar a ondulação de corrente do indutor L_2 :

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_{in} D}{L_2 f_s} \quad (87)$$

Substituindo a Eq. (87) na Eq. (86), tem-se:

$$C_3 = \frac{\frac{V_{in} D}{L_2 f_s}}{8f_s \Delta V_{C3}} = \frac{V_{in} D}{8f_s \Delta V_{C3} L_2 f_s} \quad (88)$$

$$C_3 = \frac{V_{in} D}{8f_s^2 L_2 \Delta V_{C3}} \quad (89)$$

De acordo com a Eq. (89), o valor do capacitor C_3 é calculado considerando a tensão de entrada V_{in} , o ciclo de trabalho D , a indutância L_2 , a frequência de chaveamento f_s e a ondulação de tensão admissível ΔV_{C3} .

3.5 Tensões e Correntes Médias

A análise das tensões e correntes médias nos elementos do conversor é essencial para compreender o fluxo de energia ao longo do circuito e estabelecer as bases para o correto dimensionamento dos componentes. No conversor *Zeta* modificado com a célula *Up2*, as trajetórias de corrente e os caminhos de transferência de energia são modificados em relação ao conversor *Zeta* clássico, o que altera diretamente os valores médios que percorrem os indutores, o MOSFET, os diodos e os capacitores em um período de chaveamento. Essas grandezas médias permitem avaliar o equilíbrio energético entre a entrada, o estágio intermediário e a saída, sendo fundamentais tanto para prever os esforços elétricos quanto para assegurar uma operação estável e eficiente. Nesta seção, são apresentadas as expressões que descrevem as tensões e correntes médias de todos os elementos do conversor.

Assumindo um conversor ideal, isto é, sem perdas e operando com eficiência de 100%, a relação entre entrada e saída obedece à conservação de potência, dada por:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_{out}} \quad (90)$$

A partir dessa relação e da Eq. (48), obtêm-se as expressões para as grandezas médias da fonte de entrada:

$$V_{in(méd)} = \frac{(1 - D)V_{out}}{2D} \quad (91)$$

$$I_{in(méd)} = \frac{2DI_{out}}{1 - D} \quad (92)$$

Já a tensão e corrente média da carga (R_{out}), podem ser obtidas a partir das Eqs. (91) e (92), isolando a tensão e corrente média de saída das equações, respectivamente:

$$V_{out(méd)} = \frac{2DV_{in}}{1 - D} \quad (93)$$

$$I_{out(méd)} = \frac{(1 - D)I_{in}}{2D} \quad (94)$$

Como a tensão média em um indutor é sempre nula em regime permanente, conforme indicado nas Eqs. (8) e (9), e considerando as correntes médias determinadas pelas Eqs. (49) e (50), seguem as relações para os indutores L_1 e L_2 :

$$V_{L1(méd)} = V_{L2(méd)} = 0 \quad (95)$$

$$I_{L1(méd)} = I_{in} + I_{out} \quad (96)$$

$$I_{L2(méd)} = I_{out} \quad (97)$$

Para os capacitores C_1 e C_2 , devido à simetria da célula $Up2$ e ao balanceamento natural das tensões, suas tensões médias correspondem à metade da tensão de saída. Já o capacitor C_3 , por estar diretamente em paralelo com a carga, apresenta tensão média igual a V_{out} . Como esperado em regime permanente, a corrente média em qualquer capacitor é nula:

$$V_{C1(méd)} = V_{C2(méd)} = \frac{V_{out}}{2} \quad (98)$$

$$V_{C3(méd)} = V_{out} \quad (99)$$

$$I_{C1(méd)} = I_{C2(méd)} = I_{C3(méd)} = 0 \quad (100)$$

A tensão média no MOSFET corresponde à própria tensão de entrada do conversor, uma vez que, durante o intervalo em que permanece desligado, ele bloqueia essencialmente V_{in} , enquanto a tensão média no indutor L_1 é nula, conforme esperado para qualquer indutor em regime permanente. Já os diodos D_1 e D_2 apresentam tensão média igual à metade da tensão de saída, uma vez que cada um deles está associado a um dos capacitores da célula $Up2$.

$$V_S(méd) = V_{in} \quad (101)$$

$$V_{D1(méd)} = V_{D2(méd)} = -\frac{V_{out}}{2} \quad (102)$$

As correntes médias nos diodos D_1 e D_2 e no MOSFET S podem ser determinadas por meio da integração de suas correntes instantâneas ao longo do período de chaveamento. Assim, as expressões gerais são dadas por:

$$I_{S(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (i_{L1} - i_{L2}) dt \quad (103)$$

$$I_{D1(méd)} = I_{D2(méd)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{i_{L1} - i_{L2}}{2} \right) dt \quad (104)$$

Substituindo as expressões das correntes instantâneas de L_1 e L_2 durante o intervalo em que o MOSFET conduz, obtém-se:

$$I_{S(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} \left(\frac{\Delta I_{L1}}{DT_s} t + \left(I_{in} + I_{out} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) \right) dt - \int_0^{DT_s} \left(\frac{\Delta I_{L2}}{DT_s} t + \left(I_{out} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right) \right) dt \right] \quad (105)$$

$$I_{S(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\left[\frac{\Delta I_{L1}}{2DT_s} t^2 + \left(I_{in} + I_{out} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) t \right] \right]_0^{DT_s} - \left[\left[\frac{\Delta I_{L2}}{2DT_s} t^2 + \left(I_{out} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right) t \right] \right]_0^{DT_s} \quad (106)$$

$$I_{S(méd)} = \frac{1}{T_s} \left[\left[\frac{\Delta I_{L1}}{2DT_s} (DT_s)^2 + \left(I_{in} + I_{out} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) DT_s \right] - \left[\frac{\Delta I_{L2}}{2DT_s} (DT_s)^2 + \left(I_{out} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right) DT_s \right] \right] \quad (107)$$

$$I_{S(méd)} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{\Delta I_{L1}}{2} DT_s + I_{in} DT_s + I_{out} DT_s - \frac{\Delta I_{L1}}{2} DT_s + \frac{\Delta I_{L2}}{2} DT_s + I_{out} DT_s - \frac{\Delta I_{L2}}{2} DT_s \right) \quad (108)$$

$$I_{S(méd)} = \frac{1}{T_s} (I_{in} DT_s + I_{out} DT_s + I_{out} DT_s) \quad (109)$$

$$I_{S(méd)} = D(I_{in} + 2I_{out}) \quad (110)$$

Substituindo a Eq. (94) na Eq (110), obtém-se:

$$I_{S(méd)} = D \left[I_{in} + 2 \frac{(1-D)I_{in}}{2D} \right] \quad (111)$$

$$I_{S(méd)} = D \left[\frac{DI_{in} + (1-D)I_{in}}{D} \right] \quad (112)$$

$$I_{S(méd)} = D \left(\frac{DI_{in} + I_{in} - DI_{in}}{D} \right) \quad (113)$$

$$I_{S(méd)} = I_{in} \quad (114)$$

Substituindo as expressões das correntes instantâneas de L_1 e L_2 durante o intervalo em que os diodos conduz, obtém-se:

$$I_{D1(méd)} = \frac{1}{2T_s} \left[\int_0^{(1-D)T_s} \left(-\frac{\Delta I_{L1}}{(1-D)T_s} t + \left(I_{in} + I_{out} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) \right) dt - \int_0^{(1-D)T_s} \left(-\frac{\Delta I_{L2}}{(1-D)T_s} t + \left(I_{out} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right) \right) dt \right] \quad (115)$$

$$I_{D1(méd)} = \frac{1}{2T_s} \left[\left[-\frac{\Delta I_{L1}}{2(1-D)T_s} t^2 + \left(I_{in} + I_{out} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) t \right] \right]_0^{(1-D)T_s} + \left[-\frac{\Delta I_{L2}}{2(1-D)T_s} t^2 + \left(I_{out} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right) t \right] \right]_0^{(1-D)T_s} \quad (116)$$

$$\begin{aligned} & I_{D1(méd)} \\ &= \frac{1}{2T_s} \left[\left[-\frac{\Delta I_{L1}}{2(1-D)T_s} ((1-D)T_s)^2 + \left(I_{in} + I_{out} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) (1-D)T_s \right] \right. \\ & \quad \left. + \left[-\frac{\Delta I_{L2}}{2(1-D)T_s} ((1-D)T_s)^2 + \left(I_{out} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right) (1-D)T_s \right] \right] \end{aligned} \quad (117)$$

$$I_{D1(méd)} = \frac{1}{2T_s} \left[\begin{aligned} & -\frac{\Delta I_{L1}}{2}(1-D)T_s + I_{in}(1-D)T_s + I_{out}(1-D)T_s + \frac{\Delta I_{L1}}{2}(1-D)T_s \\ & -\frac{\Delta I_{L2}}{2}(1-D)T_s + I_{out}(1-D)T_s + \frac{\Delta I_{L2}}{2}(1-D)T_s \end{aligned} \right] \quad (118)$$

$$I_{D1(méd)} = \frac{1}{2T_s} [I_{in}(1-D)T_s + I_{out}(1-D)T_s + I_{out}(1-D)T_s] \quad (119)$$

$$I_{D1(méd)} = \frac{1}{2T_s} [I_{in}(1-D)T_s + 2I_{out}(1-D)T_s] \quad (120)$$

$$I_{D1(méd)} = I_{D2(méd)} = \frac{1}{2}(1-D)(I_{in} + 2I_{out}) \quad (121)$$

Substituindo a Eq. (92) na Eq (121), obtém-se:

$$I_{D1(méd)} = I_{D2(méd)} = \frac{1}{2}(1-D) \left(\frac{2DI_{out}}{1-D} + 2I_{out} \right) \quad (122)$$

$$I_{D1(méd)} = I_{D2(méd)} = \frac{1}{2}(1-D) \left[\frac{(1-D)2I_{out} + 2DI_{out}}{1-D} \right] \quad (123)$$

$$I_{D1(méd)} = I_{D2(méd)} = \frac{1}{2}(2I_{out} - 2DI_{out} + 2DI_{out}) \quad (124)$$

$$I_{D1(méd)} = I_{D2(méd)} = I_{out} \quad (125)$$

A Tabela 4 apresenta um resumo das equações que descrevem as tensões e correntes médias nos componentes do conversor, consolidando os resultados obtidos ao longo desta seção.

Tabela 4 – Equações das tensões e correntes médias dos componentes do conversor CC-CC Zeta modificado.

Componente	Tensão Média (V)	Corrente Média (A)
V_{in}	$[(1 - D)V_{out}]/2D$	$2DI_{out}/(1 - D)$
R_{out}	$2DV_{in}/(1 - D)$	$[(1 - D)I_{in}]/2D$
L_1	0	$I_{in} + I_{out}$
L_2	0	I_{out}
C_1	$V_{out}/2$	0
C_2	$V_{out}/2$	0
C_3	V_{out}	0
S	V_{in}	I_{in}
D_1	$-V_{out}/2$	I_{out}
D_2	$-V_{out}/2$	I_{out}

Fonte: Autoria própria, 2025.

3.6 Esforços de Corrente e Tensão nos Elementos Semicondutores

A análise dos esforços elétricos nos elementos semicondutores é essencial para o correto dimensionamento dos dispositivos que compõem o conversor. Esses esforços correspondem aos valores máximos de corrente e tensão aos quais cada componente é submetido durante o ciclo de operação, sendo determinantes para a seleção adequada dos componentes e para a definição das margens de segurança que asseguram o funcionamento confiável do circuito (Tofoli, 2018; Ioinovici, 2013).

No conversor em estudo, existem dois principais semicondutores: o transistor MOSFET (chave S) e o diodo (D). Durante a operação, esses dispositivos conduzem alternadamente a corrente proveniente dos indutores L_1 e L_2 (Tofoli, 2018; Ioinovici, 2013).

Na primeira etapa de operação ($0 \leq t < DT_s$), o MOSFET (S) está em condução, enquanto os diodos D_1 e D_2 estão bloqueados. E nesse intervalo, a corrente máxima que pode fluir pela chave é a soma das correntes máximas dos indutores L_1 e L_2 , matematicamente:

$$I_{S(\text{máx})} = I_{L1(\text{máx})} + I_{L2(\text{máx})} \quad (126)$$

ou, de forma equivalente,

$$I_{S(\text{máx})} = I_{in} + I_{out} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} + I_{out} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (127)$$

$$I_{S(\text{máx})} = I_{in} + 2I_{out} + \frac{\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}}{2} \quad (128)$$

Durante essa etapa, os diodos permanecem reversamente polarizados e, portanto, cada um está submetido à tensão máxima igual à soma da tensão de entrada com a tensão armazenada nos capacitores da célula $Up2$:

$$V_{D1(\text{máx})} = V_{D2(\text{máx})} = -(V_{in} + V_{C1}) = -(V_{in} + V_{C2}) \quad (129)$$

De acordo com a Eq. (45):

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{out}}{2} \quad (130)$$

Portanto a Eq. (129) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$V_{D1(\text{máx})} = V_{D2(\text{máx})} = -\left(V_{in} + \frac{V_{out}}{2}\right) \quad (131)$$

Na segunda etapa de operação ($DT_s \leq t < T_s$), o MOSFET é desligado, e os diodos e passam a conduzir a corrente proveniente dos indutores. Como a célula $Up2$ divide simetricamente o fluxo de energia, cada diodo conduz metade da corrente total proveniente da soma das correntes dos indutores. Assim, a corrente máxima em cada diodo é expressa por:

$$I_{D1(\text{máx})} = I_{D2(\text{máx})} = \frac{1}{2}(I_{L1(\text{máx})} + I_{L2(\text{máx})}) \quad (132)$$

ou, equivalentemente:

$$I_{D(\text{máx})} = \frac{1}{2}\left[I_{in} + I_{out} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} + I_{out} + \frac{\Delta I_{L2}}{2}\right] \quad (133)$$

$$I_{D(\text{máx})} = \frac{1}{2}\left[I_{in} + 2I_{out} + \frac{\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}}{2}\right] \quad (134)$$

$$I_{D(\text{máx})} = \frac{I_{in}}{2} + I_{out} + \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} \quad (135)$$

Enquanto isso, o MOSFET permanece bloqueado, estando sujeito à tensão entre seus terminais, que corresponde:

$$V_{S(\text{máx})} = V_{in} - V_{L1} \quad (136)$$

Substituindo a Eq. (32) na Eq. (136):

$$V_{S(\text{máx})} = V_{in} + V_{C1} \quad (137)$$

Substituindo a Eq. (130) na Eq. (137):

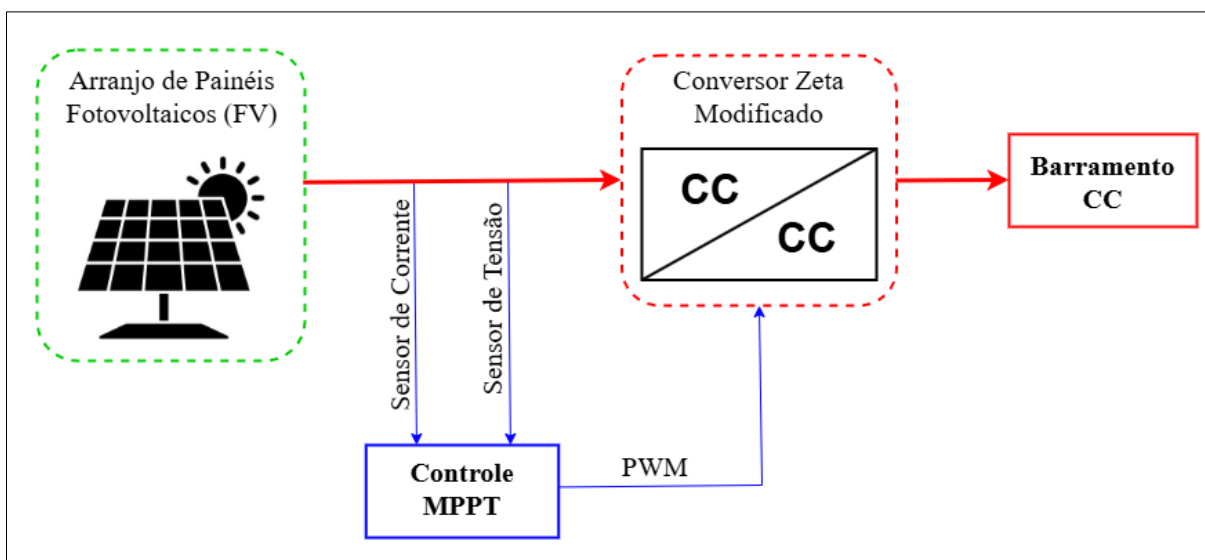
$$V_{S(\text{máx})} = V_{in} + \frac{V_{out}}{2} \quad (138)$$

Essas relações permitem determinar os esforços máximos de corrente e tensão nos semicondutores da topologia modificada, garantindo que MOSFET e diodos sejam adequadamente especificados. O correto dimensionamento desses dispositivos é essencial para prevenir sobrecorrentes, sobretensões e falhas térmicas, assegurando operação confiável e eficiente do conversor.

4 ESPECIFICAÇÕES E CONSIDERAÇÕES DO PROJETO

A Figura 25 apresenta o diagrama de blocos simplificado do sistema proposto, composto por três partes principais: o arranjo de painéis fotovoltaicos, o conversor CC–CC *Zeta* modificado e o sistema de controle MPPT.

Figura 25 – Diagrama de blocos do sistema proposto.



Fonte: Autoria própria, 2025.

O arranjo fotovoltaico é responsável pela conversão da energia solar em energia elétrica em corrente contínua, onde sua tensão e corrente variam conforme as condições ambientais, como irradiação e temperatura. Essa energia é aplicada à entrada do conversor *Zeta* modificado, que tem a função de elevar a tensão gerada pelo arranjo até o nível necessário para alimentar o barramento CC, garantindo uma tensão estável e adequada para aplicações em sistemas de geração distribuída, nanorredes ou microrredes.

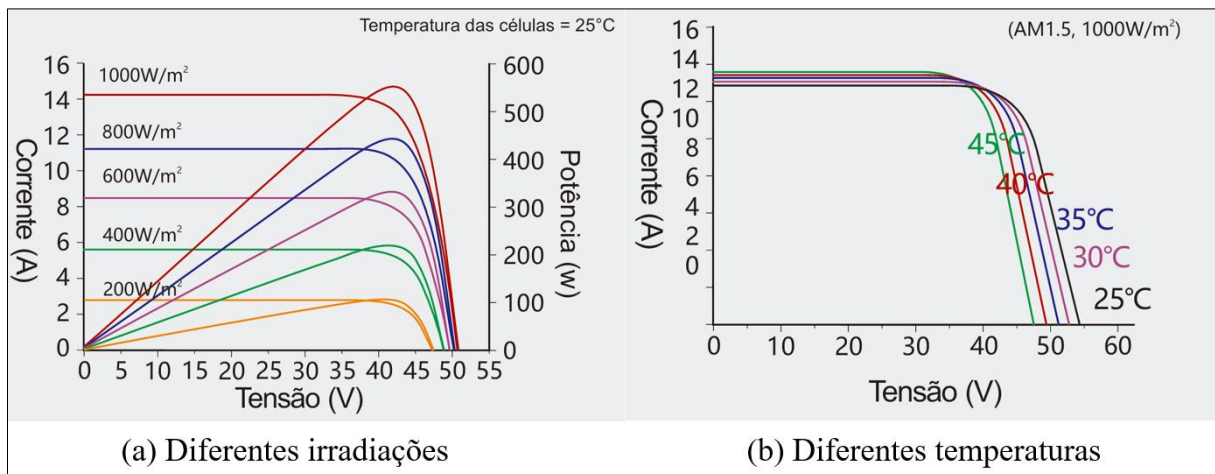
No caso desse trabalho, o controle MPPT atua de forma a rastrear continuamente o ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico. Para isso, o sistema mede a tensão e a corrente do painel, calcula a potência instantânea e ajusta o ciclo de trabalho (D) do conversor *Zeta* de modo a manter a operação no ponto ótimo de extração de energia. Essa ação é essencial para maximizar o rendimento do sistema, uma vez que as características elétricas dos painéis variam com as condições ambientais.

4.1 Modelagem do Arranjo Fotovoltaico

Os Painéis Fotovoltaicos (FV) são dispositivos semicondutores baseados no efeito fotovoltaico, no qual fótons provenientes da luz solar excitam elétrons no material semicondutor (geralmente o silício), gerando uma diferença de potencial elétrico e, consequentemente, uma corrente elétrica (Pinho; Galdino, 2014). O desempenho elétrico dos módulos fotovoltaicos, entretanto, não é constante, pois depende diretamente das condições ambientais, como irradiação solar, temperatura, sombreamento e até mesmo acúmulo de sujeira sobre o painel.

A Figura 26 apresenta as características I–V do painel fotovoltaico modelo RM-580W-182M/144TB da RONMA Solar, analisadas sob diferentes níveis de irradiação solar (Figura 26(a)) e temperatura (Figura 26(b)). A partir desses gráficos, observa-se que a corrente, a tensão e, consequentemente, a potência de saída variam de forma significativa com as mudanças de irradiação solar e temperatura.

Figura 26 – Características I–V para diferentes irradiações e temperaturas do painel fotovoltaico modelo RM-580W-182M/144TB da RONMA Solar.



Fonte: Adaptado de RONMA Solar, 2023.

Para a simulação do sistema proposto, foi adotado um arranjo composto por dois módulos fotovoltaicos RM-570W-182M/144TB, também do fabricante RONMA Solar. As principais características elétricas destes módulos encontram-se apresentadas na Tabela 5, cujos dados foram extraídos diretamente do datasheet oficial do fabricante.

Tabela 5 – Dados do painel fotovoltaico modelo RM-570W-182M/144TB da RONMA Solar.

Parâmetro	Valor
Número de células	144
Potência nominal em Watts – P_{nom} (W)	570
Tensão máxima de alimentação – V_{mpp} (V)	42,29
Máx. Corrente de Potência – I_{mpp} (A)	13,48
Tensão de circuito aberto – V_{oc} (V)	51,07
Corrente de curto-circuito – I_{sc} (A)	14,25
Coeficiente de temperatura V_{oc} (%/°C)	-0,25
Coeficiente de temperatura I_{sc} (%/°C)	0,045
Coeficiente de temperatura P_{nom} (%/°C)	-0,29
Eficiência do Módulo (%)	22,06

Valores para irradiância de 1000W/m², temperatura do módulo de 25°C e AM=1,5

Fonte: Autoria própria, 2025.

Como o arranjo fotovoltaico adotado é composto por dois módulos conectados em série, alguns parâmetros elétricos são ajustados em relação aos valores individuais de cada painel. Nessa configuração, as correntes permanecem inalteradas, enquanto as tensões são somadas. Dessa forma, a Corrente no ponto de máxima potência (I_{mpp}) e a Corrente de curto-circuito (I_{sc}) mantêm os mesmos valores de um único módulo. Por outro lado, a Potência nominal (P_{nom}), a Tensão no ponto de máxima potência (V_{mpp}) e a Tensão de circuito aberto (V_{oc}) tornam-se o dobro dos valores especificados para um único painel. A Tabela 6 apresenta os parâmetros resultantes do arranjo em série dos dois módulos fotovoltaicos.

Tabela 6 – Dados do arranjo fotovoltaico (dois módulos RM-570W-182M/144TB em série).

Parâmetro	Valor
Número de células	144
Potência nominal em Watts – P_{nom} (W)	1140
Tensão máxima de alimentação – V_{mpp} (V)	84,58
Máx. Corrente de Potência – I_{mpp} (A)	13,48
Tensão de circuito aberto – V_{oc} (V)	102,14
Corrente de curto-circuito – I_{sc} (A)	14,25

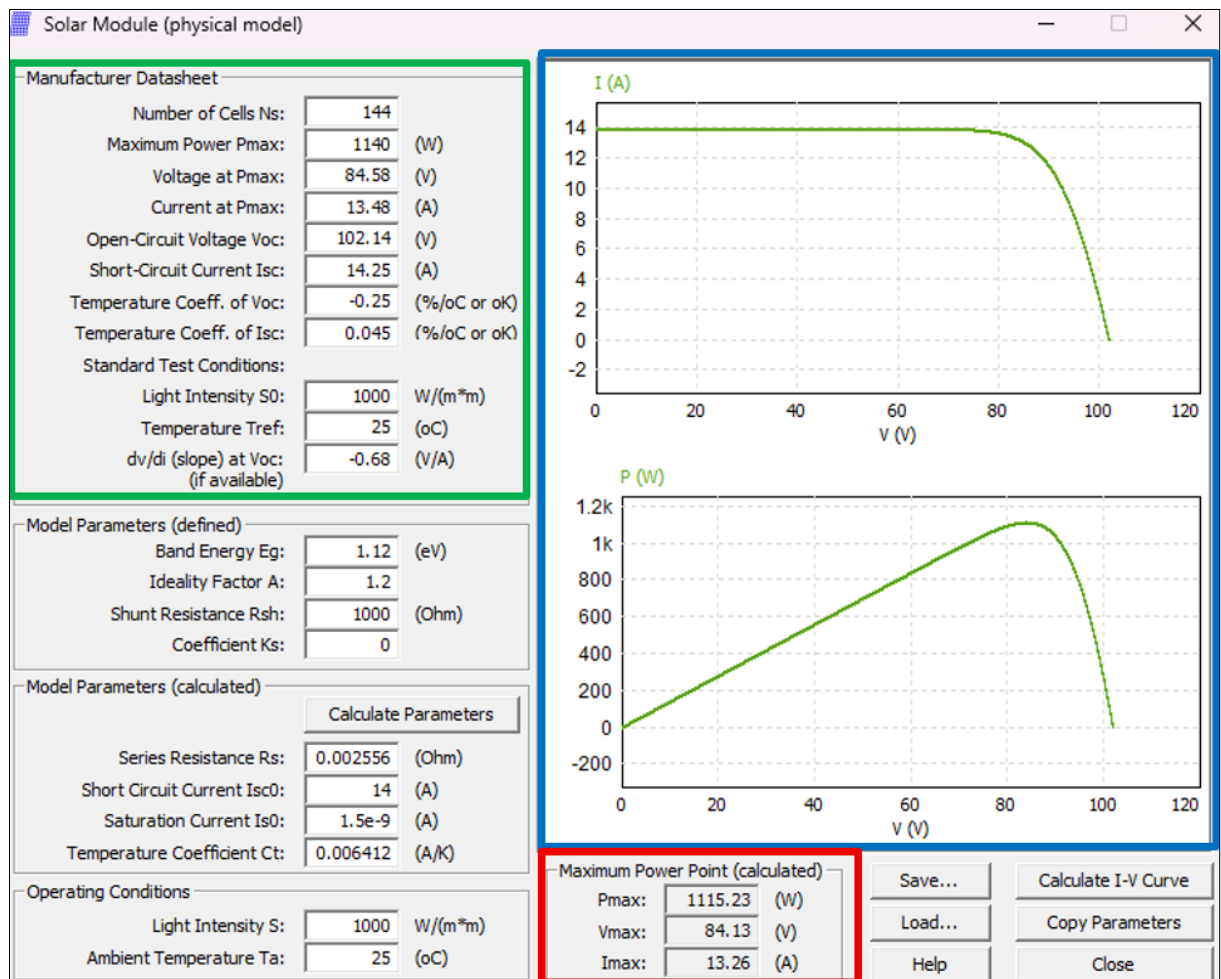
Coeficiente de temperatura V_{oc} (%/°C)	-0,25
Coeficiente de temperatura I_{sc} (%/°C)	0,045
Coeficiente de temperatura P_{nom} (%/°C)	-0,29
Eficiência do Módulo (%)	22,06

Valores para irradiância de 1000W/m², temperatura do módulo de 25°C e AM=1,5

Fonte: Autoria própria, 2025.

Com base nos parâmetros apresentados na Tabela 6, o arranjo fotovoltaico foi configurado e implementado no software PSIM (*Physical Security Information Management*), conforme ilustrado na Figura 27. Esse modelo permite representar com precisão o comportamento elétrico dos módulos conectados em série, servindo como base para a simulação do sistema proposto.

Figura 27 – Dimensionamento do arranjo fotovoltaico no PSIM.



Fonte: Autoria própria, 2025.

A região destacada em verde na Figura 27 corresponde aos parâmetros elétricos inseridos no modelo do arranjo fotovoltaico no PSIM. Já a área em azul apresenta as curvas características geradas a partir desses dados, exibindo a relação corrente versus tensão (I–V) e potência versus tensão (P–V) do conjunto de módulos em série. Por fim, a seção evidenciada em vermelho mostra os valores do ponto de máxima potência calculados automaticamente pelo software com base nos parâmetros fornecidos, permitindo verificar a coerência do modelo e validar o comportamento esperado do arranjo.

4.2 Implementação do Algoritmo MPPT

Devido ao fato de os parâmetros elétricos dos módulos fotovoltaicos variarem constantemente em função das condições ambientais e considerando que as células FV apresentam eficiência relativamente baixa, torna-se necessária a aplicação de técnicas de controle capazes de extrair a potência máxima instantânea disponível do painel. Esse processo é conhecido como Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (*Maximum Power Point Tracking* – MPPT). O objetivo do MPPT é ajustar continuamente o ponto de operação do sistema fotovoltaico de forma que a potência entregue à carga ou ao conversor seja a máxima possível, mesmo diante de variações nas condições ambientais (Seguel, 2009, *apud* Perdoncini, 2015).

Segundo Gomes *et al* (2016), a literatura apresenta diversas técnicas de MPPT, que diferem quanto à complexidade de implementação, precisão na localização do ponto ótimo e velocidade de resposta frente às variações das condições ambientais. Entre os principais métodos citados estão os de Tensão Constante, Tensão de Circuito Aberto, Curto-Circuito por Pulsos, Perturba e Observa (P&O), Condutância Incremental (IncCond), Hill Climbing, Método Beta, Correlação de Ripple, além de abordagens mais modernas baseadas em inteligência artificial, em outras. Dentre essas técnicas, os métodos Perturba e Observa (P&O) e Condutância Incremental (IncCond) se destacam por aliarem boa eficiência energética, simplicidade de implementação e baixo custo computacional, sendo amplamente aplicados em conversores CC–CC integrados a sistemas fotovoltaicos (Gomes *et al*, 2016).

Neste trabalho, optou-se pela técnica P&O devido ao seu funcionamento simples e eficiente, além da facilidade de implementação no ambiente de simulação. A Figura 28 apresenta o código do algoritmo implementado no PSIM, acompanhado de comentários que descrevem seu princípio de operação.

Figura 28 – Algoritmo MPPT implementado do PSIM.

```

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

/* =====
Variáveis globais
===== */
double V;      // Tensão de entrada (painel fotovoltaico)
double I;      // Corrente de entrada (painel fotovoltaico)
double P;      // Potência instantânea atual
static double P0; // Potência do ciclo anterior
static double incremetou; // Direção da última perturbação (aumentou = 1, diminuiu = 0)
static double D;  // Ciclo de trabalho de controle (saída)
double step;     // Passo de incremento do ciclo de trabalho

/* =====
Função: SimulationBegin
Executa uma única vez no início da simulação.
Serve para inicializar as variáveis.
===== */
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;      // Potência inicial
    incremetou = 1; // Começa aumentando o ciclo de trabalho
    D = 65;      // Ciclo de trabalho inicial (em %)
    step = 0,5;  // Passo de variação do ciclo de trabalho
}

/* =====
Função: SimulationStep
Executa a cada passo de tempo da simulação.
Contém a lógica do algoritmo MPPT (Perturb and Observe).
===== */
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];    // Tensão do painel
    I = in[1];    // Corrente do painel
    P = V * I;    // Potência instantânea

    /* ---- Algoritmo MPPT: Perturb and Observe ---- */
    if (P != P0)
    {
        // Caso a potência atual seja maior que a anterior manter a direção
        if (P > P0)
        {
            if (incremetou == 1)
            {
                D = D + step; // Continua aumentando ciclo de trabalho
            }
        }
    }
}

```

```

        incremetou = 1;
    }
    else
    {
        D = D - step; // Continua diminuindo ciclo de trabalho
        incremetou = 0;
    }
}

// Caso a potência atual seja menor inverter a direção
if (P < P0)
{
    if (incremetou == 1)
    {
        D = D - step; // Inverte, passa a diminuir o ciclo de trabalho
        incremetou = 0;
    }
    else
    {
        D = D + step; // Inverte, passa a aumentar o ciclo de trabalho
        incremetou = 1;
    }
}

/* ---- Limite do ciclo de trabalho ---- */
if (D > 80)
{
    D = 80;
}

/* ---- Atualização da saída ---- */
out[0] = D; // Ciclo de trabalho ajustado
/* ---- Atualiza memória ---- */
P0 = P; // Armazena potência atual para o próximo ciclo
}

/* =====
Função: SimulationEnd
Executa uma vez no final da simulação.
(Neste caso, não há nada a encerrar.)
===== */
void SimulationEnd(
    const char *szId, void **reserved_UserData,
    int reserved_ThreadIndex, void *reserved_AppPtr)
{
    // Nenhuma ação necessária ao final da simulação
}

```

Fonte: Autoria própria, 2025.

De forma resumida, o código da Figura 28 implementa o algoritmo MPPT do tipo P&O, cujo objetivo é ajustar continuamente o ciclo de trabalho (D) do conversor para maximizar a potência extraída do arranjo fotovoltaico. A cada passo da simulação, o algoritmo mede a tensão

e a corrente do arranjo, calcula a potência instantânea e a compara com a potência do ciclo anterior. Se a potência aumentou após a última perturbação no ciclo de trabalho, o algoritmo mantém a mesma direção de ajuste (aumentando ou diminuindo o ciclo de trabalho). Caso contrário, ele inverte essa direção para buscar o ponto de máxima potência.

4.3 Dimensionamento dos Componentes do Conversor

Com base nas especificações do sistema fotovoltaico apresentadas na Tabela 6 e nas equações desenvolvidas no Capítulo 3, foi realizado o dimensionamento dos componentes do conversor *Zeta* modificado. Esse procedimento envolve relacionar os parâmetros elétricos do arranjo fotovoltaico, como tensão, corrente e potência no ponto de máxima potência, às grandezas necessárias para o correto funcionamento do conversor, tais como corrente de entrada, corrente de saída, ondulações admissíveis e frequência de chaveamento. Dessa forma, estabelecem-se as condições operacionais que permitem determinar as indutâncias, capacitâncias e demais valores de projeto, assegurando que o conversor opere de maneira estável, com boa resposta dinâmica e capaz de atender à tensão desejada no barramento CC.

A tensão de entrada adotada corresponde ao valor no ponto de máxima potência do arranjo, igual a 84,58 V, enquanto a tensão de saída especificada para o barramento CC é de 380 V:

$$V_{in} = 84,58 \text{ V} \quad (139)$$

$$V_{out} = 380 \text{ V} \quad (140)$$

Como o arranjo fotovoltaico possui potência nominal de 1140 W, e assumindo-se um conversor ideal (100% de eficiência), a potência de saída é igual à potência disponível na entrada:

$$P_{in} = P_{out} = 1140 \text{ W} \quad (141)$$

A frequência de chaveamento selecionada para o MOSFET foi de 40 kHz, valor comumente utilizado em conversores CC–CC desse porte:

$$f_s = 40 \text{ kHz} \quad (142)$$

A corrente de entrada é dada pela corrente de máxima potência do arranjo fotovoltaico, enquanto a corrente de saída resulta da razão entre potência de saída e tensão no barramento:

$$I_{in} = 13,48 \text{ A} \quad (143)$$

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = 3 \text{ A} \quad (144)$$

Para o dimensionamento dos indutores L_1 e L_2 , adotou-se uma ondulação de corrente de 10% da corrente de saída, resultando em:

$$\Delta I_L = \Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = 0,1 \cdot I_{out} = 0,3 \text{ A} \quad (145)$$

De maneira análoga, para os capacitores C_1 , C_2 e C_3 , foi escolhida uma ondulação de tensão de 1% da tensão de saída, obtendo-se:

$$\Delta V_C = \Delta V_{C1} = \Delta V_{C2} = \Delta V_{C3} = 0,01 \cdot V_{out} = 3,8 \text{ V} \quad (146)$$

A resistência equivalente da carga na saída é determinada pela relação tensão–potência de saída:

$$R_{out} = \frac{(V_{out})^2}{P_{out}} = 126,67 \Omega \quad (147)$$

A partir da expressão do ganho estático do conversor *Zeta* modificado (Eq. 48), obtém-se o ciclo de trabalho:

$$D = \frac{V_{out}}{2V_{in} + V_{out}} = 0,692 \quad (148)$$

Substituindo os valores obtidos nas Eqs. (75) e (77), determina-se a indutância dos indutores:

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{in}D}{\Delta I_L f_s} = 4,877 \text{ mH} \quad (149)$$

Substituindo os valores nas Eqs. (81) e (82), encontram-se os capacitores da célula $Up2$:

$$C_1 = C_2 = \frac{I_{out}D}{\Delta V_C f_s} = 13,659 \text{ } \mu F \quad (150)$$

Por fim, o capacitor de saída é obtido substituindo os valores na Eq. (89):

$$C_3 = \frac{V_{in}D}{8f_s^2 L_2 \Delta V_C} = 0,248 \text{ } \mu F \quad (151)$$

A Tabela 7 reúne todos os parâmetros do conversor adotados nas simulações, consolidando as grandezas elétricas obtidas no processo de dimensionamento. No entanto, alguns valores precisaram ser ajustados antes da implementação no PSIM, seja por arredondamento, adequação a valores comerciais disponíveis ou para melhorar o desempenho dinâmico do sistema. Em particular, o capacitor de saída C_3 foi significativamente aumentado em relação ao valor calculado, com o objetivo de reduzir a ondulação de tensão na saída.

Tabela 7 – Parâmetros das simulações do conversor proposto.

Parâmetro	Valor Calculado	Adotado nas Simulações
Tensão de entrada	$V_{in} = 84,58 \text{ V}$	$V_{in} = 84,6 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_{out} = 380 \text{ V}$	$V_{out} = 380 \text{ V}$
Corrente de entrada	$I_{in} = 13,48 \text{ A}$	$I_{in} = 13,5 \text{ A}$
Corrente de saída	$I_{out} = 3 \text{ A}$	$I_{out} = 3 \text{ A}$
Potência de entrada e saída	$P_{in} = P_{out} = 1140 \text{ W}$	$P_{in} = P_{out} = 1140 \text{ W}$
Frequência de chaveamento	$f_s = 40 \text{ kHz}$	$f_s = 40 \text{ kHz}$
Resistência equivalente da carga	$R_{out} = 126,67 \text{ } \Omega$	$R_{out} = 127 \text{ } \Omega$
Ciclo de trabalho	$D = 0,692$	$D = 0,692$
Indutores L_1 e L_2	$L_1 = L_2 = 4,877 \text{ mH}$	$L_1 = L_2 = 5 \text{ mH}$
Capacitores C_1 e C_2	$C_1 = C_2 = 13,659 \text{ } \mu F$	$C_1 = C_2 = 15 \text{ } \mu F$
Capacitor C_3	$C_3 = 0,248 \text{ } \mu F$	$C_3 = 47 \text{ } \mu F$

Fonte: Autoria própria, 2025.

Esses valores sintetizam as condições operacionais estabelecidas para o conversor e asseguram coerência entre o projeto teórico do Capítulo 3 e a etapa de validação realizada no Capítulo 5. A adoção de valores comerciais e o ajuste estratégico de alguns componentes, especialmente o capacitor de saída, permitem que o modelo simulado represente uma implementação mais realista, ao mesmo tempo em que melhora a estabilidade e a qualidade das formas de onda obtidas.

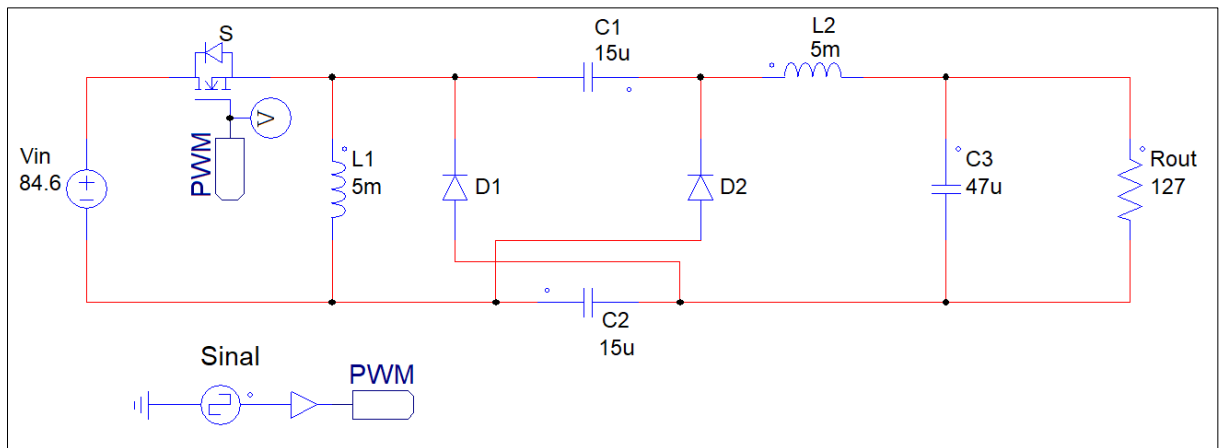
4.4 Montagem e Integração do Sistema de Simulação

Para avaliar o desempenho do conversor em diferentes condições operacionais, foram elaborados três cenários de simulação no PSIM. Cada cenário foi projetado para analisar individualmente o comportamento do conversor frente às variações na fonte de alimentação, permitindo identificar o impacto das mudanças no perfil de entrada e da presença ou ausência do algoritmo MPPT. As três configurações simuladas são apresentadas a seguir.

4.4.1 Conversor alimentado por uma fonte CC ideal (sem FV e sem MPPT)

No primeiro cenário, como mostrado na Figura 29, o conversor *Zeta* modificado foi alimentado por uma fonte de tensão contínua ideal, com valor fixo e sem a influência das variações típicas de um arranjo fotovoltaico. Essa simulação tem como objetivo verificar o funcionamento fundamental da topologia em condições ideais, garantindo que o conversor atenda ao ganho estático previsto, apresente ondulações compatíveis com o dimensionamento dos componentes e opere com estabilidade no regime permanente. Ao eliminar a variabilidade ambiental e o controle MPPT, é possível observar exclusivamente o comportamento intrínseco da topologia.

Figura 29 – Diagrama de simulação do conversor *Zeta* modificado alimentado por fonte CC ideal.

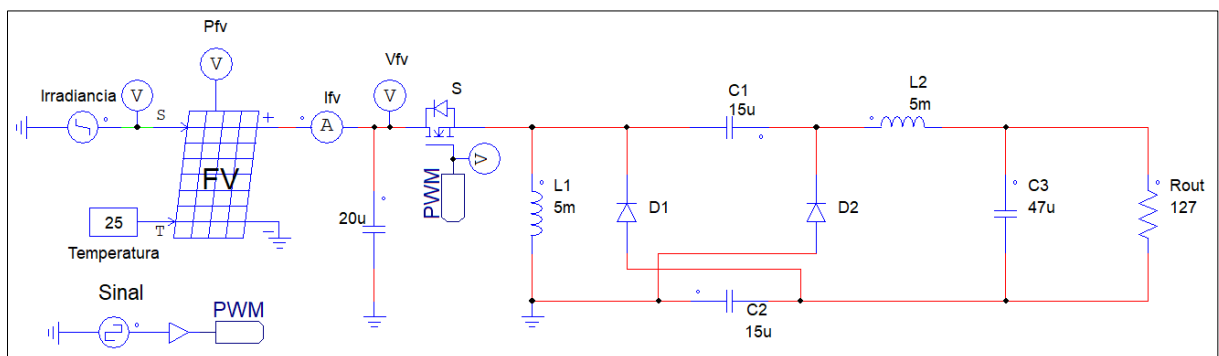


Fonte: Autoria própria, 2025.

4.4.2 Conversor alimentado pelo arranjo fotovoltaico com irradiação variável (sem MPPT)

No segundo cenário, como mostrado na Figura 30, o conversor foi conectado diretamente ao arranjo fotovoltaico modelado no PSIM, submetido a condições de irradiação variável ao longo do tempo. Nesta configuração, sem o controle MPPT, é possível observar o comportamento natural do ponto de operação do arranjo FV quando acoplado ao conversor. Esse teste evidencia que, sem um mecanismo de controle, a potência extraída raramente coincide com o ponto de máxima potência. Assim, essa simulação é fundamental para demonstrar a necessidade do uso de técnicas de MPPT em sistemas fotovoltaicos.

Figura 30 – Diagrama de simulação do conversor *Zeta* modificado conectado ao arranjo fotovoltaico sem MPPT.

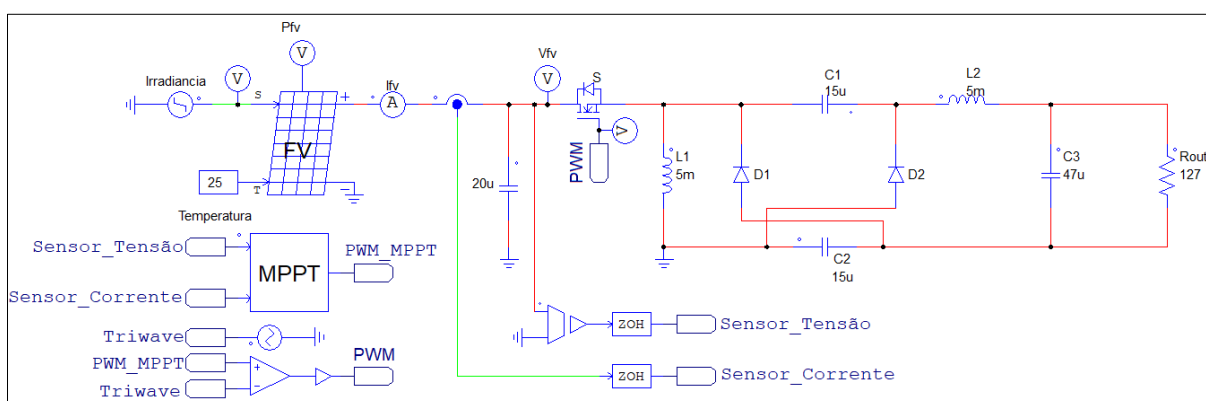


Fonte: Autoria própria, 2025.

4.4.3 Conversor alimentado pelo arranjo fotovoltaico com irradiação variável e controle MPPT habilitado

No terceiro e último cenário, o arranjo fotovoltaico foi novamente utilizado como fonte, mantendo a variação temporal da irradiação. Neste caso, o algoritmo MPPT baseado na técnica P&O implementado, controlando dinamicamente o ciclo de trabalho do conversor *Zeta* modificado. O objetivo dessa simulação é verificar a capacidade do controlador de rastrear continuamente o ponto de máxima potência, mesmo diante das variações na irradiância incidente sobre o arranjo. Esse teste demonstra o comportamento integrado do sistema completo (fonte FV, conversor e controle) representando a condição real de operação em sistemas fotovoltaicos conectados a barramentos CC.

Figura 31 – Diagrama de simulação do conversor *Zeta* modificado conectado ao arranjo fotovoltaico com controle MPPT.



Fonte: Autoria própria, 2025.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

5.1 Conversor *Zeta* Modificado Alimentado por Fonte CC Ideal

No primeiro cenário de simulação, como já mencionado, avaliou-se o comportamento do conversor *Zeta* modificado em condições ideais, utilizando uma fonte de tensão CC fixa na entrada, ajustada para o valor correspondente à tensão máxima no ponto de potência do arranjo fotovoltaico. O circuito implementado no PSIM é apresentado na Figura 29.

A Tabela 8 apresenta a comparação entre os valores médios teóricos de tensão e corrente e os obtidos na simulação, incluindo o erro relativo entre eles. Observa-se que os resultados simulados acompanham fielmente os valores previstos pela análise matemática, com discrepâncias extremamente pequenas. O maior erro relativo, de apenas 2,67%, ocorre nas correntes médias dos diodos, um valor aceitável, considerando que o *software* utiliza modelos numéricos e aproximações próprias, diferentes das idealizações adotadas nas equações analíticas.

Tabela 8 – Tensões e correntes médias teóricas e simuladas do conversor CC-CC *Zeta* modificado.

Componentes	Tensão Média (V)			Corrente Média (A)		
	Teórico	Simulado	Erro	Teórico	Simulado	Erro
S	84,60	82,36	2,65%	13,50	13,62	0,89%
L_1	0	0	0%	16,50	16,46	0,24%
L_2	0	0	0%	3	2,99	0,33%
C_1 e C_2	190	189,90	0,05%	0	0	0%
C_3	380	379,87	0,03%	0	0	0%
D_1 e D_2	-190	-192,14	1,13%	3	2,92	2,67%
R_{out}	380	379,87	0,03%	3	2,99	0,33%

Fonte: Autoria própria, 2025.

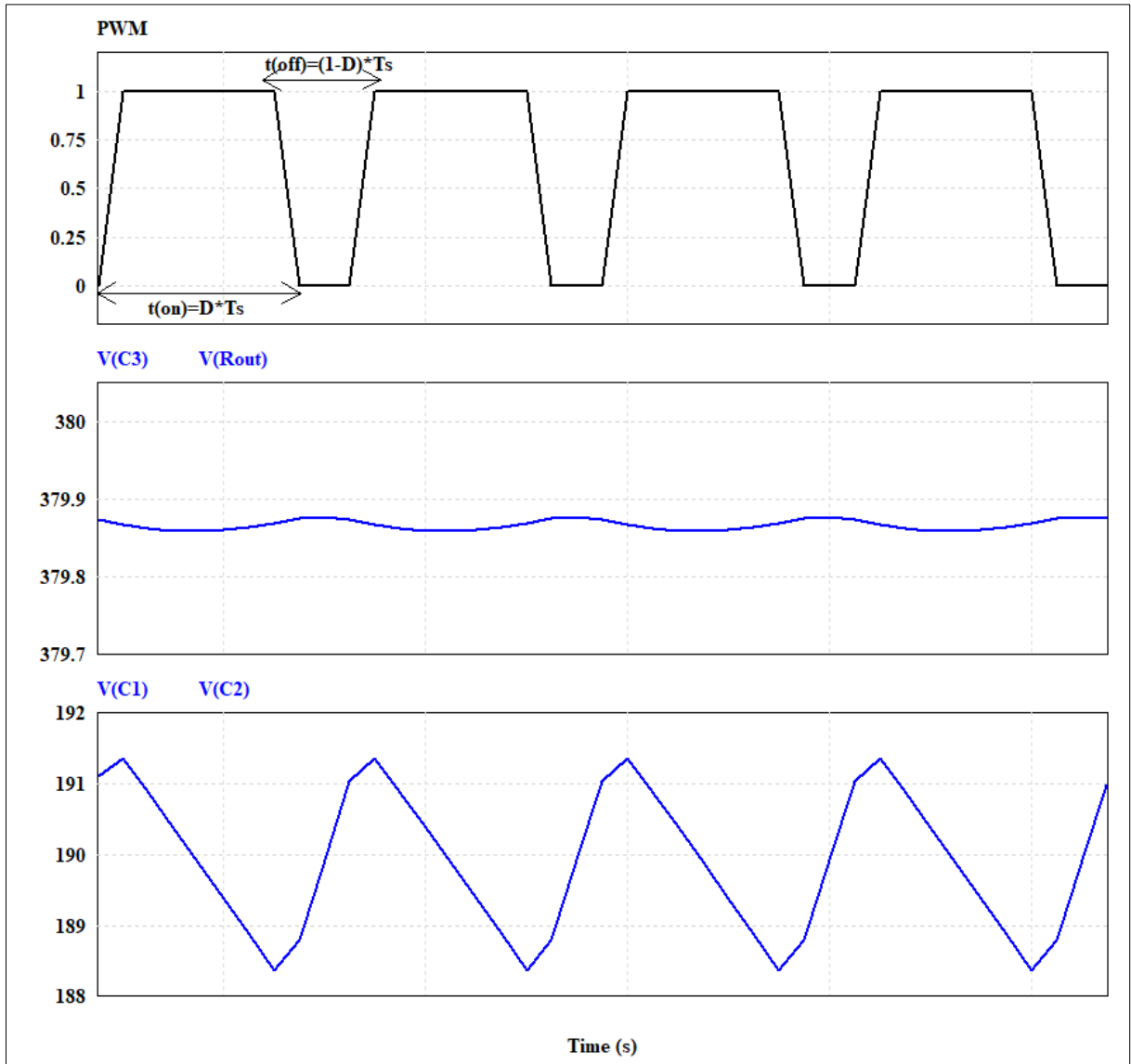
Esses resultados confirmam que o conversor opera conforme esperado em condições ideal, validando tanto o modelo teórico desenvolvido no Capítulo 3 quanto os parâmetros selecionados para o projeto.

Outra forma de comprovar o correto funcionamento do conversor é por meio da análise das formas de onda de tensão e corrente em seus componentes, comparando-as com os formatos teóricos apresentados na Figura 21. Essa verificação gráfica permite avaliar se o comportamento dinâmico observado na simulação segue o padrão previsto para o conversor *Zeta* modificado em MCC, especialmente no que diz respeito às transições entre as etapas de condução.

Antes de iniciar a análise gráfica da simulação, é importante destacar que as formas de onda apresentadas na Figura 21 foram construídas considerando um ciclo de trabalho menor, o que implica um tempo de condução reduzido para o MOSFET e, consequentemente, $t_{off} > t_{on}$. Já nas simulações apresentadas, o ciclo de trabalho calculado para o conversor é superior a 50%, fazendo com que o intervalo de condução seja maior que o intervalo de bloqueio ($t_{on} > t_{off}$). Apesar dessa diferença temporal entre os dois cenários, o comportamento das formas de onda permanece coerente com o modelo teórico, uma vez que apenas a duração relativa das etapas de condução se altera, enquanto suas características elétricas fundamentais permanecem as mesmas.

A Figura 32 apresenta as formas de onda das tensões nos capacitores e na carga, juntamente com o sinal PWM aplicado ao MOSFET, o qual serve como referência para a análise das demais formas de onda nas etapas de condução. A observação desses sinais, quando comparada aos resultados teóricos previamente discutidos, confirma a coerência do comportamento dinâmico do conversor. Nota-se que, durante o intervalo em que a chave está fechada (MOSFET conduzindo), os capacitores da célula *Up2* se descarregam, transferindo energia para os indutores. Já quando a chave se abre, ocorre a recarga dos capacitores. Além disso, a baixa ondulação presente na tensão de saída demonstra que o capacitor C_3 está desempenhando adequadamente sua função de filtragem, promovendo uma tensão mais estável e condizente com o comportamento esperado para o conversor *Zeta* modificado.

Figura 32 – Formas de onda das tensões nos capacitores e na carga do conversor alimentado por uma fonte CC ideal.

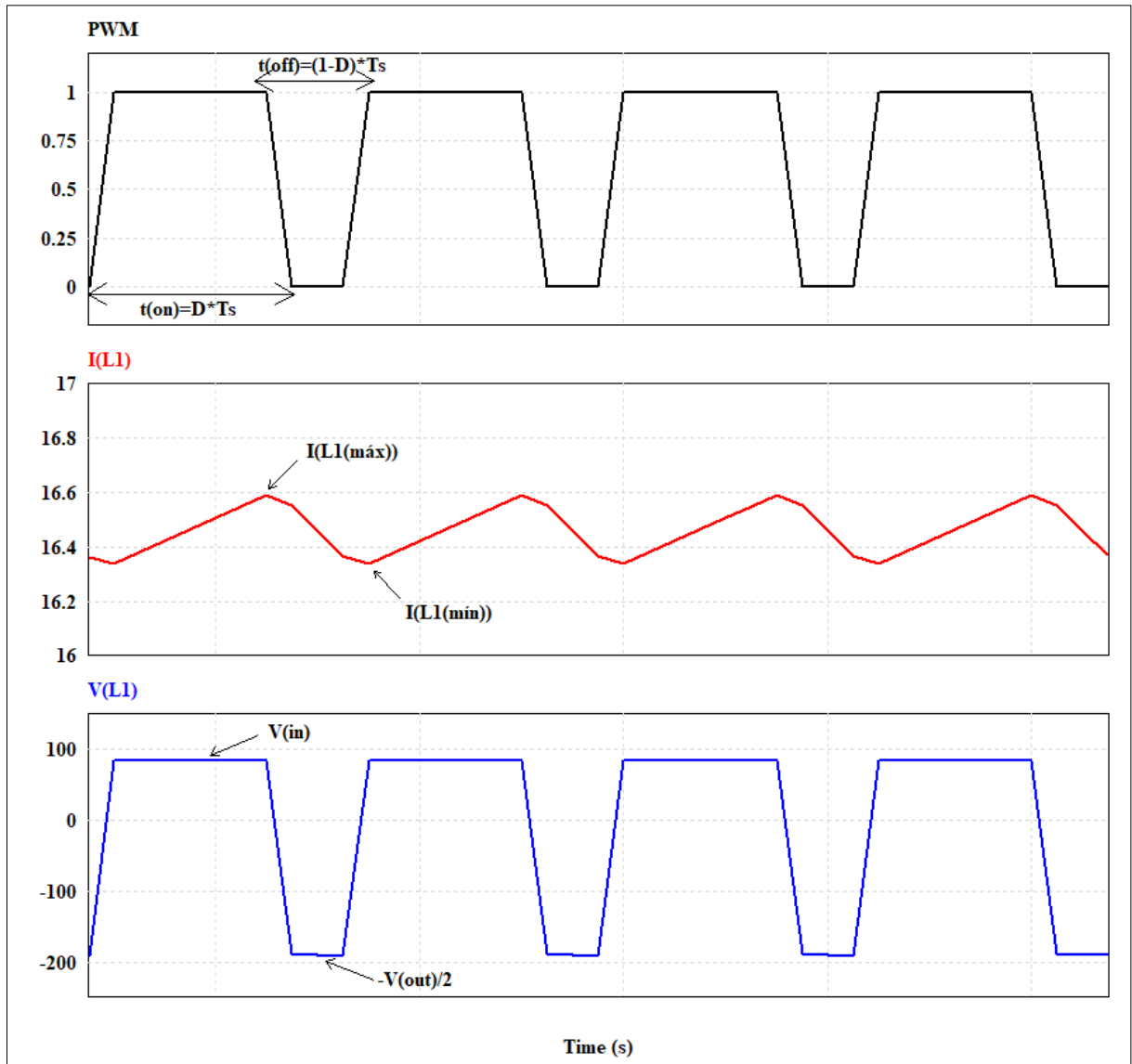


Fonte: Autoria própria, 2025.

As Figuras 33 e 34 apresentam as formas de onda das correntes e tensões nos indutores L_1 e L_2 , respectivamente, permitindo avaliar com precisão o comportamento dinâmico desses elementos ao longo do período de chaveamento. Observa-se que as correntes possuem formato triangular e nunca atingem zero, evidenciando operação em modo de condução contínuo, conforme previsto no modelo teórico. Durante o intervalo em que o MOSFET está ligado (período $t_{on} = DT_s$), a tensão aplicada aos indutores é aproximadamente igual à tensão de entrada V_{in} , o que provoca o aumento linear da corrente. Já no intervalo em que o MOSFET está desligado ($t_{off} = (1 - D)T_s$), a tensão nos indutores torna-se negativa e próxima de

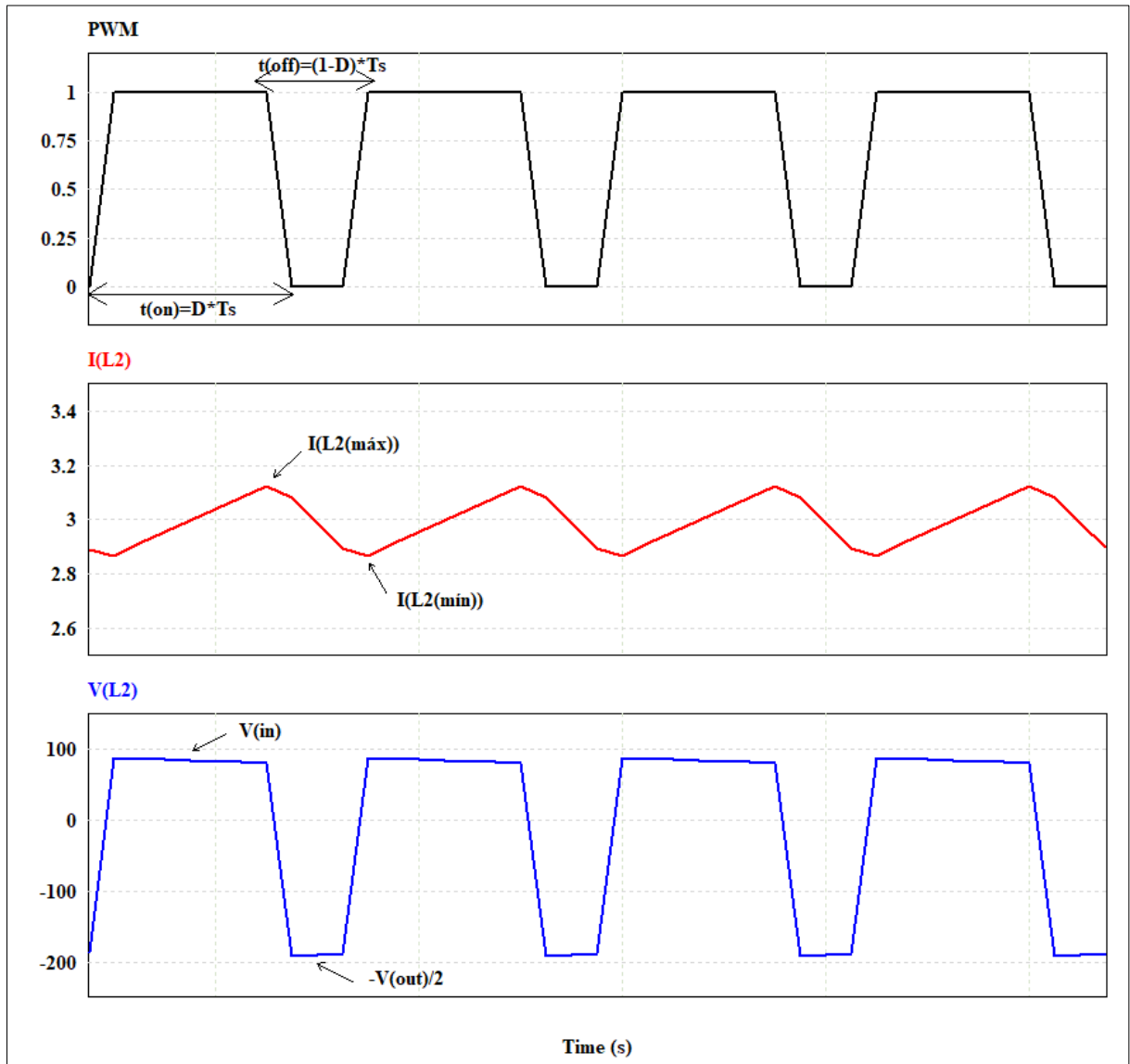
$-V_{out}/2$, resultando na etapa de decaimento das correntes. Esse comportamento reproduz fielmente as formas de onda teóricas apresentadas na Figura 21, confirmando a consistência do modelo implementado no PSIM.

Figura 33 – Formas de onda da corrente e tensão no indutor L_1 do conversor alimentado por uma fonte CC ideal.



Fonte: Autoria própria, 2025.

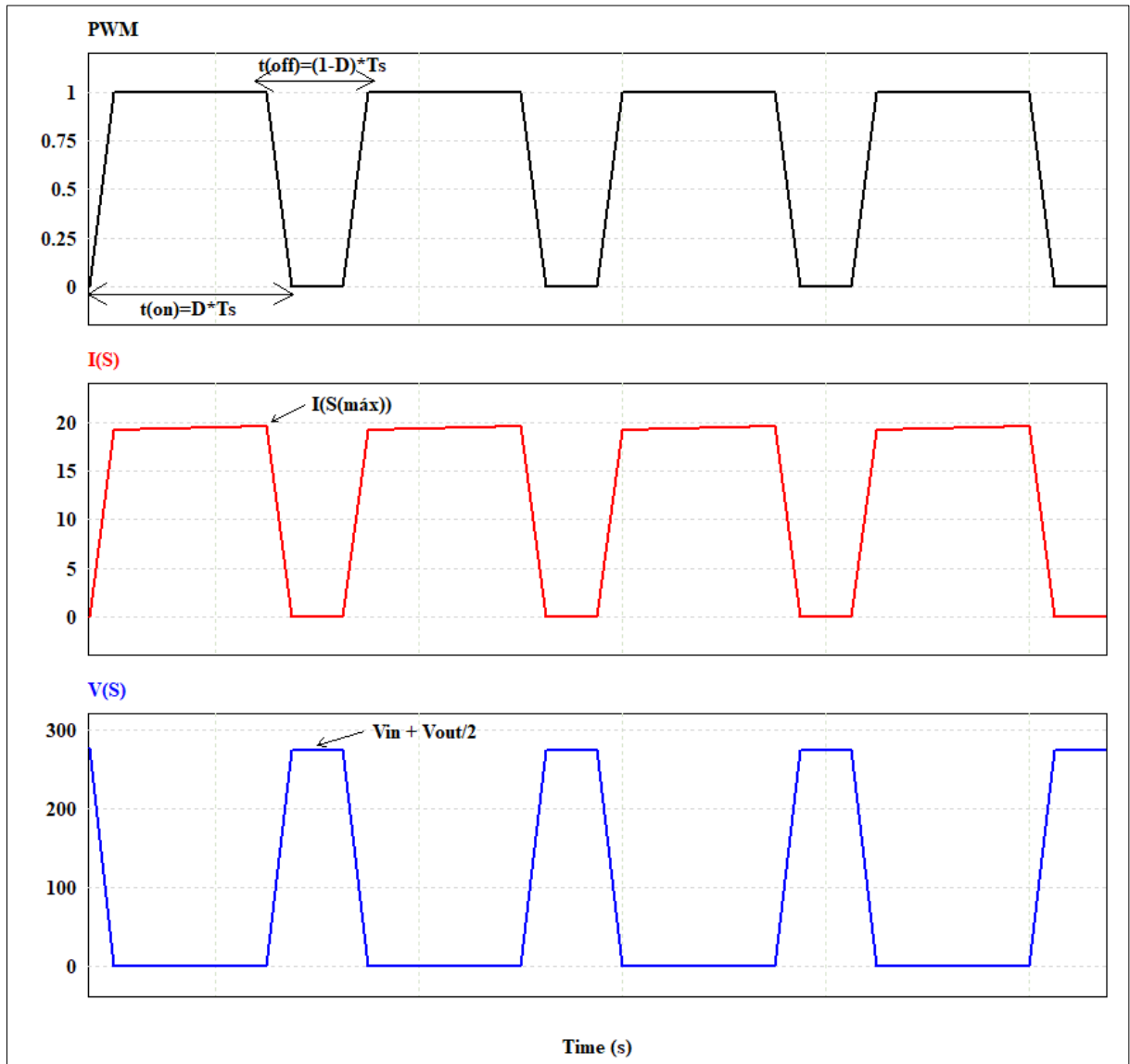
Figura 34 – Formas de onda da corrente e tensão no indutor L_2 do conversor alimentado por uma fonte CC ideal.



Fonte: Autoria própria, 2025.

A Figura 35 apresenta as formas de onda da corrente e da tensão no MOSFET S . Observa-se que a corrente no dispositivo é diferente de zero apenas durante o intervalo de condução t_{on} , atingindo seu valor máximo no final desse período, conforme esperado, já que ela corresponde à soma instantânea das correntes dos indutores. Quando o MOSFET é desligado (t_{off}), a corrente cai imediatamente para zero, enquanto a tensão entre seus terminais se eleva para aproximadamente $V_{in} + V_{out}/2$, característica prevista para o conversor *Zeta* modificado com célula *Up2*. Esse comportamento confirma que o chaveamento está sendo reproduzido de forma coerente com o modelo teórico.

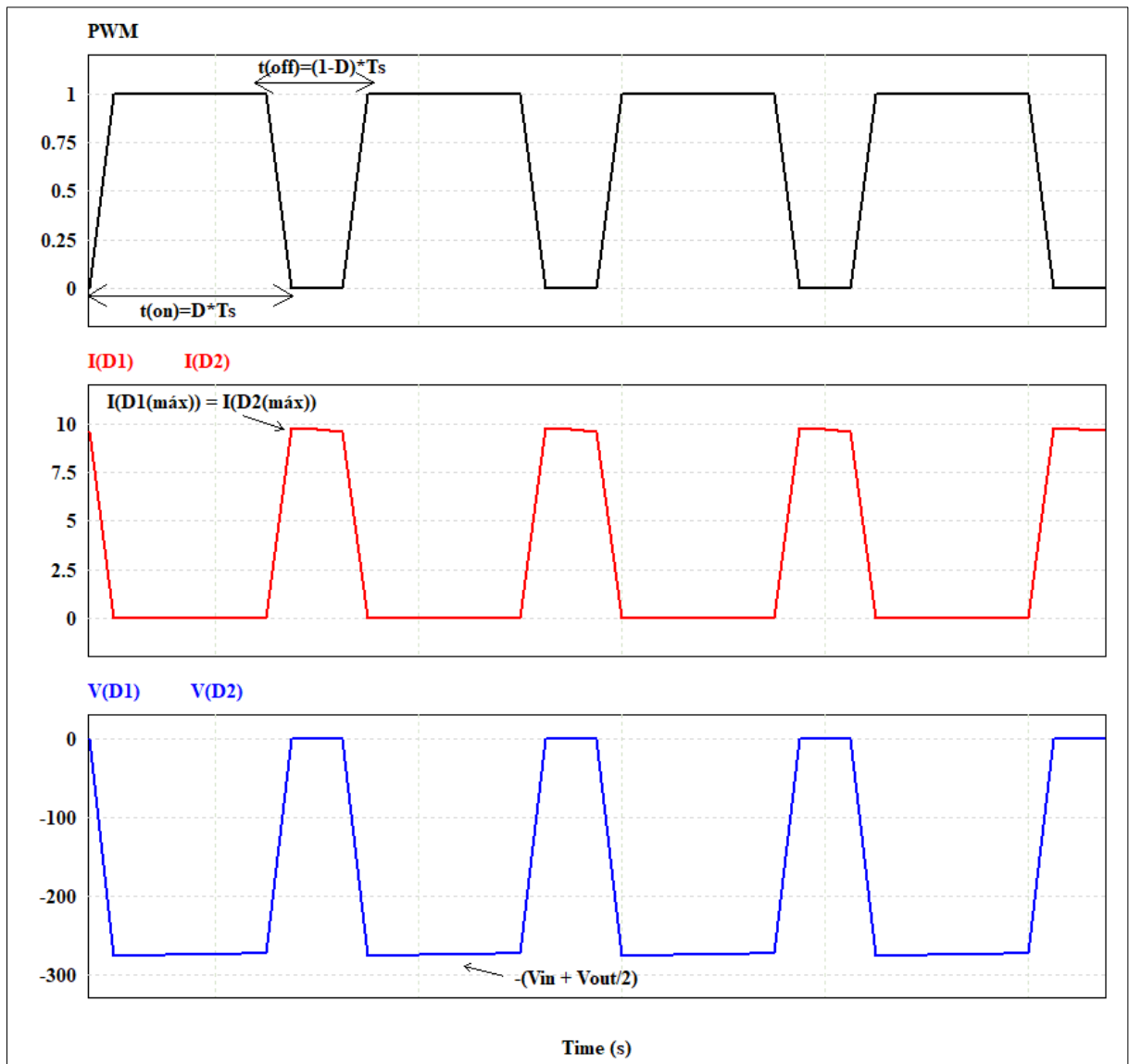
Figura 35 – Formas de onda da corrente e tensão no MOSFET S do conversor alimentado por uma fonte CC ideal.



Fonte: Autoria própria, 2025.

A Figura 36 mostra as formas de onda das correntes e tensões nos diodos D_1 e D_2 . Nota-se que ambos conduzem apenas durante o intervalo t_{off} , apresentando correntes máxima compatíveis com a metade da soma das correntes dos indutores, exatamente como indicado pelas equações teóricas. Durante t_{on} , os diodos permanecem bloqueados e sujeitos a uma tensão reversa próxima de $-(V_{in} + V_{out}/2)$.

Figura 36 – Formas de onda das correntes e tensões nos diodos do conversor alimentado por uma fonte CC ideal.



Fonte: Autoria própria, 2025.

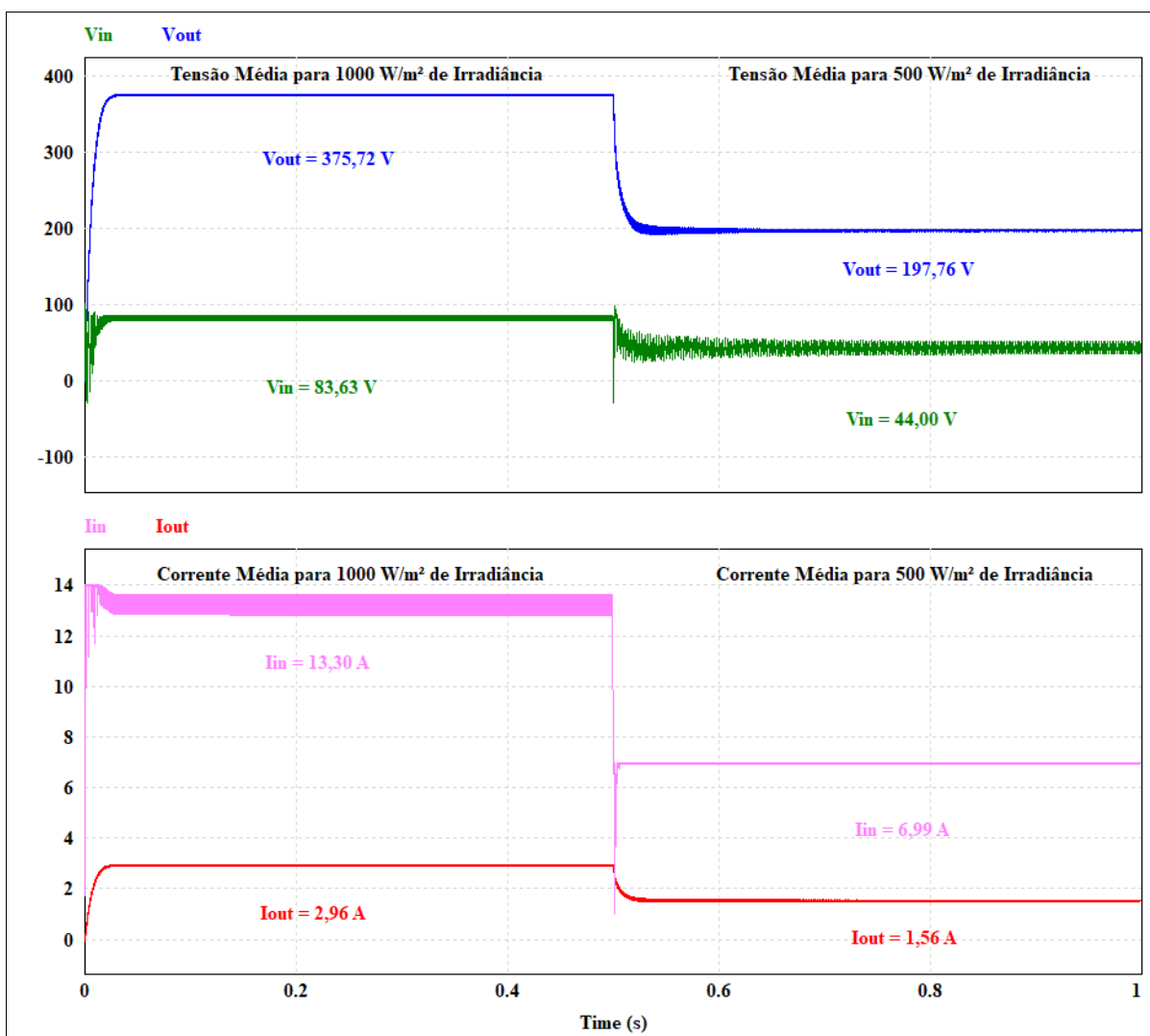
De modo geral, os resultados confirmam que o conversor *Zeta* modificado apresentou exatamente o comportamento previsto pelas análises teóricas. As formas de onda de tensão e corrente e os valores médios obtidos na simulação coincidem com os calculados, demonstrando que o modelo funciona corretamente em regime ideal e valida as equações desenvolvidas no projeto.

5.2 Conversor Alimentado pelo Arranjo Fotovoltaico sem MPPT

Após validar o funcionamento do conversor em condições ideais, o segundo cenário de simulação avalia seu desempenho em uma situação mais próxima da operação real. Nesse caso, o conversor é conectado diretamente ao arranjo fotovoltaico modelado no PSIM, sem a utilização de qualquer técnica de rastreamento de potência. Para verificar a resposta do sistema, aplica-se ao arranjo um sinal de irradiância variável, iniciando em 1000 W/m^2 e posteriormente reduzindo para 500 W/m^2 . A partir dessas condições, são analisadas as grandezas elétricas de entrada e saída do conversor, permitindo observar como a variação da irradiância impacta a tensão, corrente e potência processadas pelo sistema na ausência do MPPT.

A Figura 37 apresenta o comportamento das correntes e tensões de entrada e saída.

Figura 37 – Tensões e correntes de entrada e saída do conversor alimentado pelo arranjo fotovoltaico sem MPPT



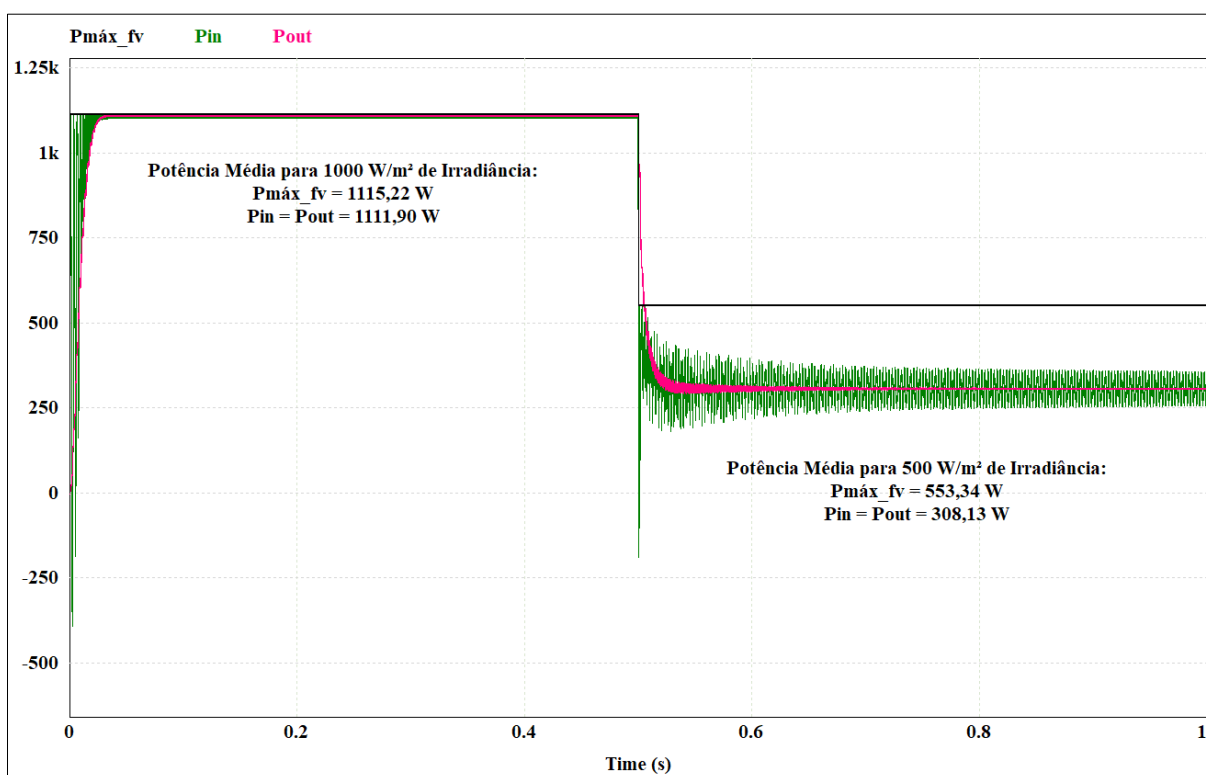
Fonte: Autoria própria, 2025.

Para 1000 W/m^2 , observa-se que a tensão de entrada se estabiliza em aproximadamente $83,63 \text{ V}$, enquanto a tensão de saída atinge cerca de $375,72 \text{ Vcc}$ (valor próximo ao desejado de 380 V). A corrente de entrada permanece em torno de $13,30 \text{ A}$, e a corrente de saída aproxima-se de $2,96 \text{ A}$.

Quando a irradiância é reduzida para 500 W/m^2 , tanto a tensão quanto a corrente de entrada diminuem de forma expressiva, atingindo $44,00 \text{ Vcc}$ e $6,99 \text{ A}$, respectivamente. Como consequência direta, a tensão de saída cai para aproximadamente $197,76 \text{ Vcc}$ e a corrente de saída reduz-se para $1,56 \text{ A}$. Esses resultados evidenciam o forte impacto da irradiância sobre o desempenho dos módulos fotovoltaicos e, por consequência, sobre a operação do conversor.

A Figura 38 apresenta a comparação entre a potência máxima disponível no arranjo fotovoltaico ($P_{\text{máx_fv}}$) e as potências de entrada e saída do conversor.

Figura 38 – Potência máxima disponível do arranjo fotovoltaico e potências de entrada e saída do conversor sem MPPT.



Fonte: Autoria própria, 2025.

Para irradiância de 1000 W/m^2 , o arranjo é capaz de fornecer cerca de $1115,22 \text{ W}$, e o conversor opera muito próximo desse valor ($1111,90 \text{ W}$), indicando que a operação inicial coincide aproximadamente com o ponto de máxima potência. Entretanto, após a queda da

irradiância para 500 W/m^2 , a potência máxima disponível reduz-se para cerca de $553,34 \text{ W}$, enquanto o conversor passa a operar com apenas $308,13 \text{ W}$.

Essa discrepância ocorre porque, sem MPPT, o ciclo de trabalho permanece fixo e o conversor não ajusta seu ponto de operação, deixando de extrair a potência máxima fornecida pelos módulos. Assim, a análise confirma que, embora o conversor funcione corretamente no sentido de transferir a potência entregue pelo arranjo, ele não é capaz de rastrear automaticamente o ponto de máxima potência, resultando em perdas energéticas significativas quando a irradiância varia.

5.3 Conversor Alimentado pelo Arranjo Fotovoltaico com MPPT

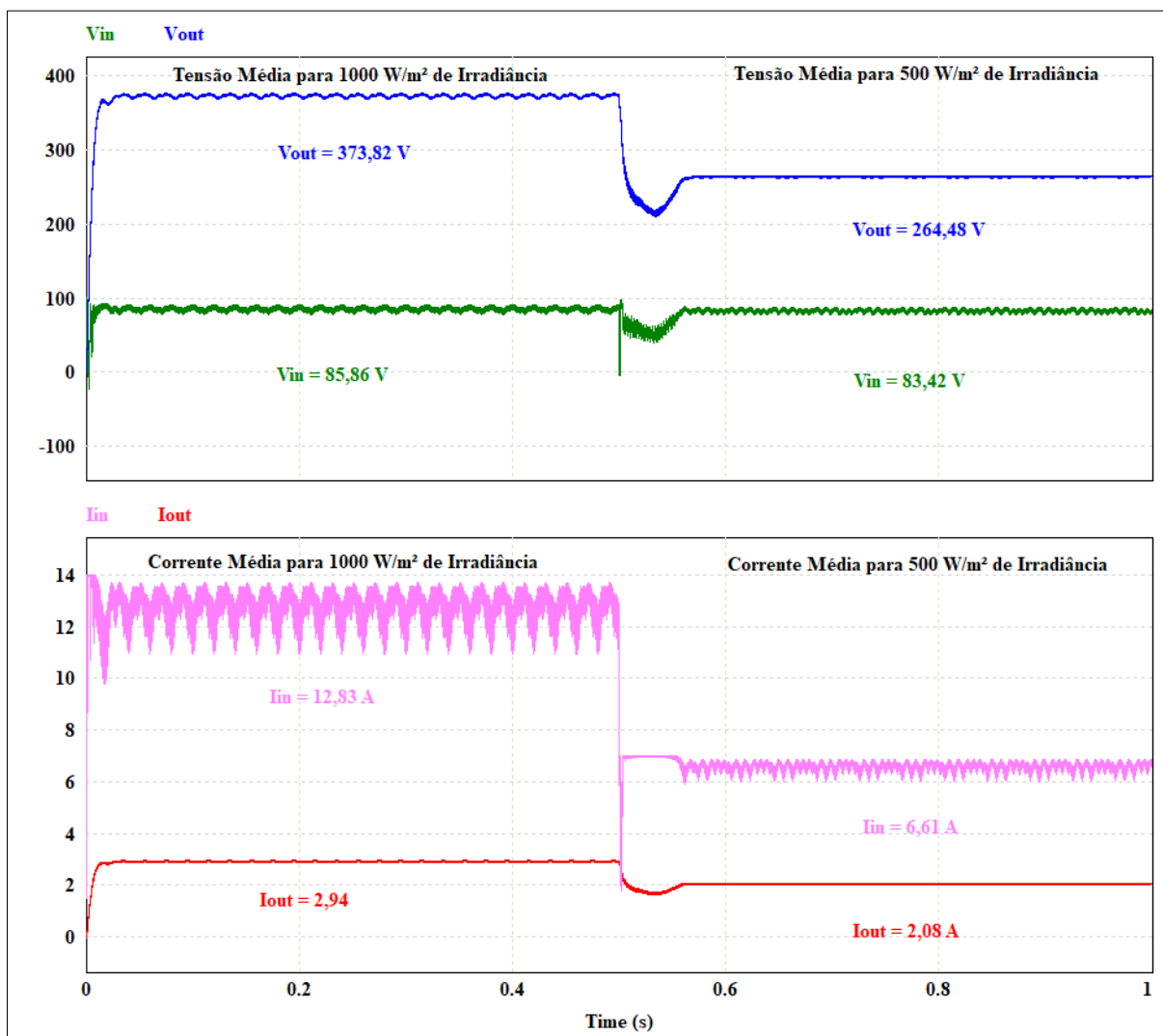
Após avaliar o desempenho do conversor nos cenários ideal e sem técnica de rastreamento de potência, o terceiro cenário tem como objetivo verificar o comportamento do sistema quando o algoritmo MPPT (Perturba e Observa – P&O) é habilitado. Neste caso, o conversor passa a ajustar dinamicamente seu ciclo de trabalho para manter o arranjo fotovoltaico operando o mais próximo possível do ponto de máxima potência, mesmo diante de variações de irradiância. Assim como no cenário anterior, o painel recebe uma irradiância inicial de 1000 W/m^2 , sendo posteriormente reduzida para 500 W/m^2 , permitindo comparar diretamente o efeito do MPPT no desempenho do sistema.

A Figura 39 apresenta as formas de onda das tensões e correntes de entrada e saída do conversor operando com o MPPT habilitado. Para a irradiância inicial de 1000 W/m^2 , observa-se que a tensão de entrada se estabiliza em aproximadamente $85,86 \text{ V}$, valor coerente com o ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico. A tensão de saída, por sua vez, atinge cerca de $373,82 \text{ V}$, ligeiramente inferior ao obtido no caso sem MPPT. Esse comportamento é esperado, pois o método P&O realiza pequenas perturbações contínuas no ciclo de trabalho em torno do ponto de máxima potência. Dessa forma, o conversor não permanece exatamente no valor ótimo, mas oscila em uma faixa estreita ao redor dele, gerando pequenas variações na tensão de saída. As correntes seguem o mesmo padrão: a corrente de entrada estabiliza-se em torno de $12,83 \text{ A}$ e a corrente de saída em aproximadamente $2,94 \text{ A}$, evidenciando que o conversor opera muito próximo das condições ideais e que o MPPT está conduzindo o sistema corretamente para a região de máxima extração de potência.

Após a redução da irradiância para 500 W/m^2 , o MPPT rapidamente ajusta o ciclo de trabalho, fazendo com que a tensão de entrada estabilize-se em $83,42 \text{ V}$, valor coerente com o ponto de máxima potência do painel nessa condição. Diferentemente do cenário sem MPPT, a

tensão de saída permanece significativamente mais elevada, atingindo cerca de 264,48 V, enquanto a corrente de saída é ajustada para 2,08 A. Isso evidencia que, mesmo com menor potência disponível, o conversor consegue aproveitar a energia de forma mais eficiente quando o algoritmo de rastreamento está ativado.

Figura 39 – Tensões e correntes de entrada e saída do conversor alimentado pelo arranjo fotovoltaico com MPPT.

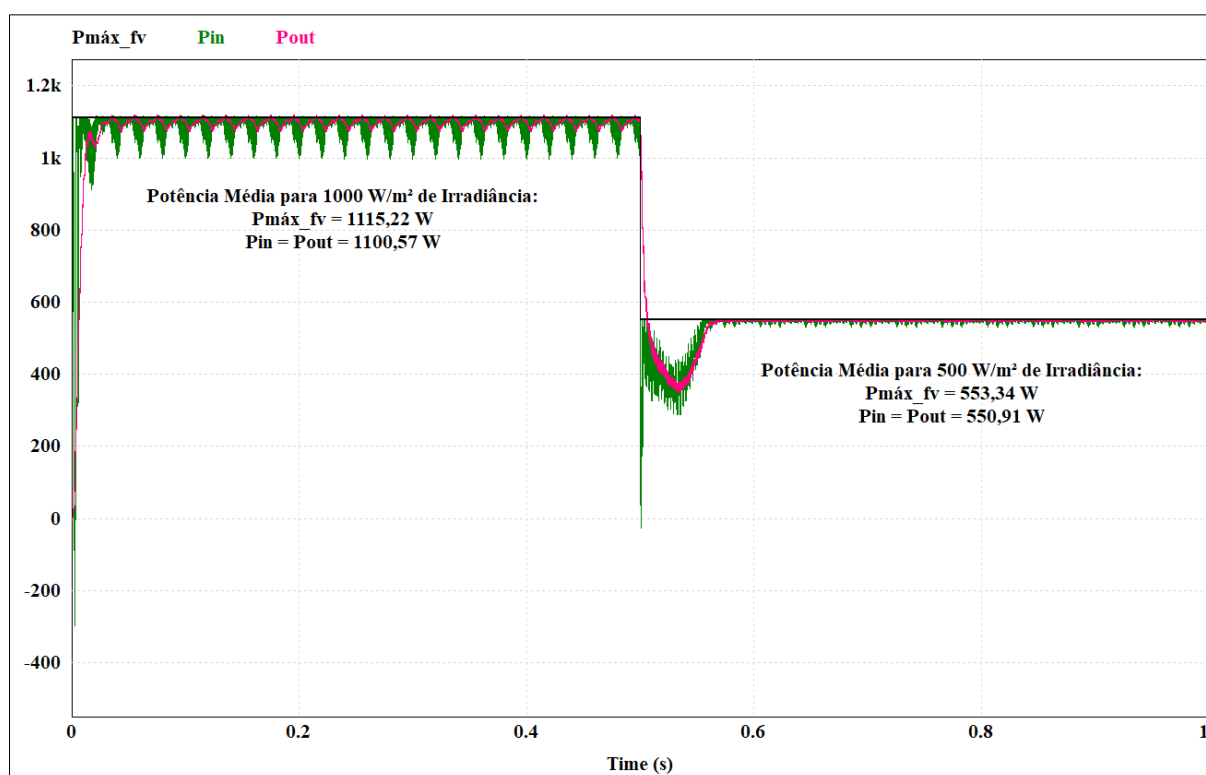


Fonte: Autoria própria, 2025.

A Figura 40 apresenta a comparação entre a potência máxima disponível no arranjo fotovoltaico ($P_{m\acute{a}x_{fv}}$) e as potências de entrada e saída do conversor com o algoritmo MPPT ativo. Para 1000 W/m² de irradiância, o arranjo fornece aproximadamente 1115,22 W em seu ponto de máxima potência, e o conversor opera com uma potência de entrada e saída de aproximadamente 1100,57 W, revelando uma excelente aproximação ao ponto de máxima potência.

Quando a irradiância é reduzida para 500 W/m^2 , o arranjo fotovoltaico apresenta uma potência máxima de $553,34 \text{ W}$. Com o MPPT ativado, o conversor consegue operar muito próximo desse limite, com potência de entrada e saída de aproximadamente $550,91 \text{ W}$, um ganho significativo em relação ao cenário sem MPPT, no qual o conversor capturava apenas cerca de $308,13 \text{ W}$. Essa diferença demonstra claramente a eficiência do algoritmo em conduzir o sistema ao ponto de máxima extração de energia mesmo sob alterações abruptas da irradiância.

Figura 40 – Potência máxima do arranjo fotovoltaico e potências de entrada e saída do conversor com MPPT.



Fonte: Autoria própria, 2025.

5.4 Análise dos Resultados Obtidos

A análise conjunta dos três cenários de simulação permite avaliar de forma abrangente o desempenho do conversor *Zeta* modificado e verificar a efetividade de sua operação tanto em condições ideais quanto em situações não ideais, com e sem técnica de rastreamento de máxima potência.

No primeiro cenário, utilizando uma fonte CC ideal, o conversor apresentou comportamento coerente com o modelo teórico desenvolvido. Os valores médios de tensão e

corrente obtidos na simulação praticamente coincidiram com os valores calculados analiticamente, com erros relativos inferiores a 3%, o que valida o dimensionamento dos componentes e a implementação do circuito. Além disso, as formas de onda de tensão e corrente nos indutores, capacitores, MOSFET e diodos reproduziram fielmente o comportamento previsto para operação em modo de condução contínuo, confirmando que o conversor funciona adequadamente em condições ideais.

O segundo cenário, no qual o conversor foi alimentado diretamente pelo arranjo fotovoltaico sem o uso de MPPT, evidenciou as limitações naturais dessa configuração. A variação da irradiância resultou em quedas significativas na tensão e corrente de entrada, o que fez com que a tensão e a corrente de saída diminuíssem de forma proporcional. Consequentemente, a potência processada pelo conversor caiu muito abaixo do valor máximo que o arranjo poderia fornecer. Os resultados mostraram que, enquanto o arranjo fotovoltaico possuía cerca de 553,34 W de potência máxima para 500 W/m², o conversor operou com apenas 308,13 W, demonstrando que, sem ajuste dinâmico do ciclo de trabalho, o sistema não consegue extrair toda a energia disponível.

O terceiro cenário demonstrou o impacto positivo da utilização do algoritmo MPPT P&O. Com o rastreamento ativo, o conversor ajustou o ciclo de trabalho em tempo real para manter o arranjo operando próximo ao ponto de máxima potência, mesmo após a variação brusca da irradiância. Como resultado, a tensão de entrada estabilizou-se nos valores correspondentes ao ponto de máxima potência do arranjo, e as potências de entrada e saída aproximaram-se dos valores máximos teóricos. Para 500 W/m², por exemplo, o conversor passou a extrair cerca de 550,91 W, praticamente toda a potência disponível do arranjo, representando um ganho expressivo em relação ao cenário sem MPPT. Esses resultados comprovam tanto a eficiência do algoritmo quanto a capacidade do conversor em operar de forma estável e eficaz em condições não ideais.

De forma geral, os três cenários confirmam que o conversor *Zeta* modificado com a célula de ganho *Up2* apresenta desempenho consistente, operando conforme previsto em regime ideal e sendo capaz de processar energia de forma eficiente quando associado a um algoritmo MPPT. Ao mesmo tempo, fica evidente que, na ausência de rastreamento de máxima potência, o sistema não é capaz de aproveitar toda a energia fornecida pelo arranjo fotovoltaico, reforçando a importância do uso do MPPT em aplicações que envolvem geração solar. Com isso, os resultados obtidos validam tanto a modelagem teórica quanto as estratégias de controle adotadas, demonstrando a robustez e a funcionalidade do conversor projetado.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou o estudo, modelagem e simulação de um conversor CC-CC *Zeta* modificado aplicado a sistemas fotovoltaicos, avaliando seu comportamento em três condições distintas: operação ideal, operação sem MPPT e operação com MPPT. O objetivo foi verificar o desempenho do conversor diante de diferentes condições de irradiância e analisar a influência do algoritmo de rastreamento de máxima potência no aproveitamento energético do arranjo.

No cenário ideal, utilizando uma fonte CC fixa, foi possível validar o modelo teórico do conversor, já que as formas de onda e os valores médios simulados apresentaram concordância com as equações desenvolvidas. No cenário sem MPPT, observou-se que a variação da irradiância afeta diretamente a tensão, corrente e potência extraídas do arranjo fotovoltaico, fazendo com que o conversor opere longe do ponto de máxima potência quando seu ciclo de trabalho permanece fixo. Já com o MPPT ativado, o conversor ajustou automaticamente seu ponto de operação, permitindo extrair praticamente toda a potência disponível, mesmo após mudanças bruscas de irradiância, evidenciando a eficiência e a importância do controle MPPT.

A principal contribuição deste trabalho está na validação completa de um conversor *Zeta* modificado com célula *Up2* aplicado em sistemas fotovoltaicos, mostrando de forma organizada e comparativa como diferentes condições de operação impactam sua eficiência. O estudo permite compreender a relação entre o comportamento dinâmico do conversor, as características da fonte fotovoltaica e o controle de potência, oferecendo uma base para o desenvolvimento futuras pesquisas desse tipo de conversor.

Como sugestão para futuras pesquisas nesta área, recomenda-se que trabalhos futuros considerem as perdas reais dos componentes, como resistências parasitas dos indutores e capacitores e perdas por condução e comutação dos dispositivos semicondutores, de modo a permitir uma estimativa mais precisa da eficiência prática do conversor. Também se sugere a implementação de um controle MPPT em malha fechada, capaz de manter a tensão do barramento CC próxima de 380 Vcc e reduzir as oscilações características do método P&O. A adoção dessas melhorias tornará o modelo ainda mais representativo de um sistema real, ampliando sua aplicabilidade em diferentes condições de operação de geração fotovoltaica.

REFERÊNCIAS

- ALVES, Victor Parente de Oliveira; FONSECA, Arthur Correa da; BARBOSA, Claudomiro Fábio de Oliveira; MACÊDO, Wilson Negrão; GALHARDO, Marcos André Barros. Nanorredes em corrente contínua: principais configurações e um caso prático aplicado na Amazônia. **Revista Científica Semana Acadêmica**, v. 12, jan. 2024. Disponível em: <<https://www.gedae.ufpa.br/index.php/publications/artigos-em-periodicos/216-nanorredes-em-corrente-continua-principais-configuracoes-e-um-caso-pratico-aplicado-na-amazonia>>. Acesso em: 28 out. 2025.
- ANDRADE, Jéssika Melo de. **Conversores CC-CC não-isolados elevadores baseados na conexão diferencial de conversores com tensão de saída de mesma polaridade**. 2022. 219 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2022. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/234749>>. Acesso em: 7 nov. 2025.
- CARVALHO, Márcio Rodrigo Santos de. **Conversor CC-CC de Alto Ganho Baseado em Célula Multiplicadora de Tensão com as Técnicas Capacitor Chaveado e Acoplamento Magnético**. 2022. 227 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Pernambuco (UFPE), Recife, 2022. Disponível em: <<https://repositorio.ufpe.br/bitstream/123456789/47645/1/TESE%20M%C3%A1rcio%20Rodrigo%20Santos%20de%20Carvalho.pdf>>. Acesso em: 07 nov. 2025.
- 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-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Boston, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, maio/jan. 2017. ISSN: 08858993. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2652318. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7872494>>. Acesso em: 07 nov. 2025.
- FREITAS, Antônio Alisson Alencar. **Família de conversores CC/CC de alto ganho com célula diodo-capacitiva e célula multiplicadora de tensão aplicada a uma nanorrede CC residencial**. 2024. 130 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará (UFC), Fortaleza, 2024. Disponível em: <<https://repositorio.ufc.br/handle/riufc/78825>>. Acesso em: 28 out. 2025.
- GOMES, Adjeferson Custódio; FREITAS, Rafael Rodrigues de Queiroz; MORAIS, Aniel Silva de; CAMPOS, Arceu Santos Cordeiro de; SILVA, Fábio Vincenzi Romualdo da. Princípio de funcionamento do método Perturba e Observa (P&O) para rastreamento do ponto de máxima potência em sistemas fotovoltaicos. **VI Simpósio de Controle e Automação do Sul da Bahia**, Ilhéus, Bahia, 2016. ISBN 978-85-7455-426-6. Disponível em: <https://www.researchgate.net/profile/Adjeferson-Gomes/publication/321158676_ISBN_978-85-7455-426-6_VI_Simpósio_de_Controle_e_Automação_do_Sul_da_Bahia_24-27_de_Outubro_de_2016_Ilheus-Bahia-Brasil_PRINCIPIO_DE_FUNCIONAMENTO_DO_METODO_PERTURBA_E_OBSERVA_PO_PARA_RASTREAMENTO_DO_/links/5a11c95a458515cc5aa9ca5b/ISBN-978-85->

7455-426-6-VI-Simposio-de-Controle-e-Automacao-do-Sul-da-Bahia-24-27-de-Outubro-de-2016-Ilheus-Bahia-Brasil-PRINCIPIO-DE-FUNCIONAMENTO-DO-METODO-PERTURBA-E-OBSERVA-P-O-PARA-RASTREAMENTO-D.pdf>. Acesso em: 8 nov. 2025.

GUEPFRIH, Marcelo Flavio. **Conversores CC-CC não isolados de elevado ganho estático concebidos com acoplamento magnético**. 2021. 284 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2021. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/229174>>. Acesso em: 28 out. 2025.

HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: AMGH, 2012. E-book. p.212. ISBN 9788580550474. Disponível em: <<https://app.minhabiblioteca.com.br/reader/books/9788580550474/>>. Acesso em: 29 out. 2025.

IOINOVICI, Adrian. **Power Electronics and Energy Conversion Systems**. v. 1. Fundamentals and Hard-switching Converters. Chichester: John Wiley & Sons, 2013. 833 p.

MARQUES, José Ivan Valentim da Silva. **Análise e simulação de conversor Zeta CC-CC não isolado modificado com técnicas de elevação do ganho de tensão**. Trabalho de Conclusão de Curso (Engenharia Elétrica) – Universidade Federal Rural do Semi-Árido (UFERSA), Caraúbas, 2024. Disponível em: <<https://repositorio.ufersa.edu.br/items/c8c78dfc-9231-4362-acfc-091dfd78182f>>. Acesso em: 28 out. 2025.

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, Porto Alegre, 2015. Disponível em: <<http://tede2.pucrs.br/tede2/handle/tede/6142>>. Acesso em: 31 out. 2025.

PERDONCINI, João Francisco. **Conversor CC-CC para aplicação fotovoltaica**. 2015. 84 p. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2015. Disponível em: <https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/14938/2/PB_COELT_2015_2_09.pdf>. Acesso em: 08 nov. 2025.

PINHO, João Tavares; GALDINO, Marco Antônio. **Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos**. Edição revisada e atualizada. Rio de Janeiro: CEPEL – CRESESB, 2014. Disponível em: <https://cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Manual_de_Engenharia_FV_2014.pdf>. Acesso em: 08 nov. 2025.

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

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.

RONMA Solar. **RM-595W-182M/144TB – Série SKYMAX N-TOPCon | Módulo Monocristalino Bifacial** – Ficha técnica. Zhejiang Ronma Solar Group Co., Ltd., [s.l.], 2023. Disponível em: <https://solar.evolusom.com.br/storage/datasheets/389898_ROMA%20RM-595W-182M-144TB%20570W%20Bifacial%20-%20DATASHEET.pdf>. Acesso em: 8 nov. 2025.

SILVA, Heitor Marques Francelino da; ARAÚJO, Francisco José Costa. Energia solar fotovoltaica no Brasil: uma revisão bibliográfica. **Revista Ibero-Americana de Humanidades**, Ciências e Educação, São Paulo, v. 8, n. 3, p. 859–869, mar. 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.51891/rease.v8i3.4654>>. Acesso em: 27 out. 2025.

TOFOLI, Fernando Lessa. **Conversores CC-CC não isolados**: análise, modelagem e controle. São Paulo: Artliber Editora Ltda., 2018. 224 p. ISBN 978-85-88098-81-7. Disponível em: <https://artliber.com.br/amostra/conversores_cc_cc.pdf>. Acesso em: 31 out. 2025.