

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Tiago Miguel Klein Faistel**

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR  $\text{ĆUK}$   
ISOLADO COM CÉLULA  $\text{R}^2\text{P}^2$  E MULTIPLICADOR DE  
TENSÃO**

Santa Maria, RS  
2018



Tiago Miguel Klein Faistel

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR  $\acute{C}$ UK  
ISOLADO COM CÉLULA  $R^2P^2$  E MULTIPLICADOR DE  
TENSÃO**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

**Orientador: Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins**

Santa Maria, RS  
2018

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Faistel, Tiago Miguel Klein  
MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR ĆUK ISOLADO COM  
CÉLULA  $R^2P^2$  E MULTIPLICADOR DE TENSÃO / Tiago Miguel Klein  
Faistel - 2018  
153 p.; 30 cm

Orientador: Mário Lúcio da Silva Martins  
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2018

1. Engenharia elétrica 2. Eletrônica de potência 3.  
Energias renováveis 4. Conversor alto ganho de tensão  
CC-CC 5. Modelagem e controle I. Martins, Mário Lúcio da  
Silva II. Título.

---

© 2018

Todos os direitos autorais reservados a Tiago Miguel Klein Faistel. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Avenida Prefeito Evandro Behr, Nº 6500, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil,  
CEP: 97110-800;

Endereço Eletrônico: tiagofaistel@yahoo.com.br

---

**Tiago Miguel Klein Faistel**

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR  $\text{C}\ddot{\text{U}}\text{K}$   
ISOLADO COM CÉLULA  $\text{R}^2\text{P}^2$  E MULTIPLICADOR DE TENSÃO**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

**Aprovado em 27 de Julho de 2018:**

---

**Mário Lúcio da Silva Martins, Dr. (UFSM)**  
(Presidente/ Orientador)

---

**Carlos Henrique Illa Font, Dr. (UTFPR-PG)**

---

**Rafael Concatto Beltrame, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, RS  
2018



## AGRADECIMENTOS

Acredito que a conclusão de um Mestrado é o resultado de uma longa trajetória que envolve muito esforço e amadurecimento. Porém só cheguei até aqui porque recebi o apoio de diversas pessoas. Por isso, quero agradecer a todos que me ajudaram nesta jornada, por compartilharem seus conhecimentos e experiências.

À minha família, em especial aos meus pais, Ivan Francisco Faistel e Ana Luisa Klein Faistel, a minha irmã Paola Renata Klein Faistel e a meu irmão Tariq Daniel Klein Faistel por apoiarem minhas escolhas e por terem me proporcionado as condições necessárias para meu desenvolvimento pessoal e profissional.

Ao professor Mário Lúcio da Silva Martins, que confiou em mim como aluno. Além de me ensinar conhecimentos técnicos e prestar auxílio sempre que precisei, tornou-se um exemplo de profissionalismo, caráter e dedicação.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelo conhecimento transmitido ao longo deste trabalho.

Ao colega António Manuel Santos Spencer Andrade, que me auxiliou no desenvolvimento desse trabalho, e aos demais amigos do GEPOC, antigos e recentes, com os quais tive a oportunidade de partilhar momentos de aprendizado mútuo e descontração, entre eles: André Meurer, Bernardo Andres, Cindy Ortiz, Éder Bridi, Fabrício Fabero, Gabriel Saccol, Guilherme Hollweg, Julio Maragaño, Junior Romani, Kaio Vilerá, Niwton Feliciani, Jonatan Zientarski, Ronaldo Guisso, Tadeu Vargas, Wagner Ayres, Wilmar Castiblanco.

À Universidade Federal de Santa Maria, em especial ao GEPOC, por terem proporcionado a estrutura física e todos os equipamentos necessários para o desenvolvimento deste trabalho. Agradeço também à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro prestado.



## RESUMO

### MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR ČUK ISOLADO COM CÉLULA R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> E MULTIPLICADOR DE TENSÃO

AUTOR: TIAGO MIGUEL KLEIN FAISTEL  
ORIENTADOR: MÁRIO LÚCIO DA SILVA MARTINS

A crescente demanda energética ocorrida nos últimos anos tem causado impactos muito grandes na natureza, devido ao uso de combustíveis fósseis, os quais possuem reservas limitadas. Devido a esses fatores, tem-se buscado o uso de fontes de energia alternativas. Uma das fontes que se destaca é a energia fotovoltaica, por conta de sua flexibilidade quanto à potência e integração com o sistema de geração distribuída (GD).

Esta Dissertação de Mestrado apresenta a análise, o projeto e a implementação de conversores CC-CC isolados de alto ganho de tensão aplicados ao processamento de energia fotovoltaica e baseados no conversor *Boost* e Čuk. O elevado ganho de tensão será possível através do uso de células de alto ganho, cujo conceito é definido neste trabalho. O uso de isolamento galvânica proporcionara a isolamento e ganho de tensão.

Para extrair a máxima potência do módulo fotovoltaico, é realizado o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*), que é realizado de maneira direta, controlando a tensão de entrada do conversor CC-CC. Dessa maneira os controladores são projetados e implementados para controlar a tensão de entrada.

Os resultados experimentais são realizado para dois protótipos: o primeiro será o conversor Čuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado com Multiplicador, enquanto o segundo sera o conversor Čuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado, o qual não possui o multiplicador no secundário. O rendimento dos conversores será analisado quando aplicados a um painel fotovoltaico de 200 W.

**Palavras-chave:** Conversor alto ganho de tensão CC-CC, energias renováveis, modelagem e controle, geração fotovoltaica.



## ABSTRACT

### MODELING AND CONTROL OF A ISOLATED $\acute{C}$ UK CONVERTER WITH $R^2P^2$ CELL AND VOLTAGE MULTIPLIER

AUTHOR: TIAGO MIGUEL KLEIN FAISTEL  
ADVISOR: MÁRIO LÚCIO DA SILVA MARTINS

In recent years, there is an increasing energy demand due to the use of fossil fuels and it has caused very large impacts on nature. As scientists and industries are aware that this type of production uses limited reserves, there is a worldwide tendency to increase studies and investments in alternative energy sources. One of the sources that stands out is the photovoltaic energy due to its flexibility in power and integration with the distributed generation system (DG).

This dissertation presents the analysis, design and implementation of high voltage gain isolated DC-DC converters, all applied to the photovoltaic energy processing. These converters are based on the Boost and  $\acute{C}$ uk converters. The high voltage gain will be possible through the use of high gain cells – a concept that is defined in this work. Galvanic isolation will be used to provide insulation and voltage gain.

To extract the maximum power from the photovoltaic module, the Maximum Power Point Tracking (MPPT) will be tested. This mechanism will be designed and implemented directly, controlling the input voltage of the DC-DC converter.

The experimental results are performed for two prototypes, an isolated  $\acute{C}$ uk converter  $R^2P^2$  cell and voltage multiplier. The second, on isolated  $\acute{C}$ uk  $R^2P^2$  converter. The second converter does not have the multiplier on the secondary. The efficiency of the converters will be analyzed when applied to 200 W photovoltaic panel.

**Keywords:** High gain step-up DC-DC converter, renewable energies, modeling and control, photovoltaic generation



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Crescimento mundial da geração de energia elétrica. ....	25
Figura 1.2	– Crescimento da geração de energia elétrica no Brasil. ....	26
Figura 1.3	– Consumo de energia por combustível. ....	26
Figura 1.4	– Taxa de emissão de gás carbônico no mundo. ....	27
Figura 1.5	– Fontes utilizadas para geração de energia elétrica no mundo. ....	28
Figura 1.6	– Potência fotovoltaica instalada desde 2006 até 2016. ....	28
Figura 1.7	– Curvas de Corrente×Tensão. ....	29
Figura 1.8	– Configurações de sistemas fotovoltaicos. (a) Inversor central; (b) Inversor <i>multi-string</i> ; (c) Inversor <i>string</i> ; (d) Inversor integrado. ....	31
Figura 1.9	– Inversor módulo integrado com conversor CC-CC isolado e barramento CC. ....	32
Figura 1.10	– Relação de transformação ( $N$ ) pela razão cíclica ( $D$ ) para os conversores <i>Ćuk</i> , <i>Zeta</i> , <i>SEPIC</i> , <i>Foward</i> e <i>Flayback</i> . ....	33
Figura 2.1	– Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) dos conversores <i>Ćuk</i> , <i>Zeta</i> , <i>SEPIC</i> e <i>Boost</i> . ....	37
Figura 2.2	– Configuração Tipo I-IIA. ....	39
Figura 2.3	– Configuração Tipo I-IIA conectada ao conversor <i>Ćuk</i> . ....	39
Figura 2.4	– Conversor <i>Boost</i> . ....	40
Figura 2.5	– Conversor equivalente ao <i>Boost</i> . ....	40
Figura 2.6	– Conversor <i>Ćuk</i> . ....	40
Figura 2.7	– Conversor <i>Ćuk</i> $R^2P^2$ com dois interruptor. ....	41
Figura 2.8	– Conversor <i>Ćuk</i> $R^2P^2$ com um interruptor. ....	41
Figura 2.9	– Conversor <i>Ćuk</i> isolado. ....	42
Figura 2.10	– Etapas para adicionar isolamento ao conversor <i>Ćuk</i> . ....	42
Figura 2.11	– Conversor <i>Ćuk</i> $R^2P^2$ isolado. ....	43
Figura 2.12	– Conversor <i>Ćuk</i> $R^2P^2$ isolado com multiplicador. ....	43
Figura 2.13	– Inversor módulo integrado com conversor CC-CC isolado e barramento CC. ....	44
Figura 2.14	– Curvas de corrente × tensão para diferentes pontos de irradiância. ...	45
Figura 2.15	– Curvas de potência <i>versus</i> tensão para diferentes pontos de irradiância. ....	45
Figura 3.1	– Circuito do conversor <i>Boost</i> . ....	47
Figura 3.2	– Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor <i>Boost</i> . ....	48
Figura 3.3	– Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor <i>Boost</i> . ....	49
Figura 3.4	– Formas de onda em modo de condução contínua do conversor <i>Boost</i> . ..	50
Figura 3.5	– Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) do conversor <i>Boost</i> . ....	52
Figura 3.6	– Circuito do conversor <i>Ćuk</i> . ....	53
Figura 3.7	– Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor <i>Ćuk</i> . ....	53

Figura 3.8	– Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor $\acute{C}uk$ .	54
Figura 3.9	– Formas de onda em modo de condução contínua do conversor $\acute{C}uk$ .	55
Figura 3.10	– Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) do conversor $\acute{C}uk$ .	57
Figura 3.11	– Circuito do conversor $\acute{C}uk$ isolado.	58
Figura 3.12	– Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor $\acute{C}uk$ isolado.	59
Figura 3.13	– Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor $\acute{C}uk$ isolado.	60
Figura 3.14	– Formas de onda em modo de condução contínua do conversor $\acute{C}uk$ isolado.	61
Figura 3.15	– Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) do conversor $\acute{C}uk$ isolado.	63
Figura 4.1	– Circuito do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ .	65
Figura 4.2	– Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ .	66
Figura 4.3	– Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ .	68
Figura 4.4	– Formas de onda em modo de condução contínua do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ .	70
Figura 4.5	– Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ .	72
Figura 4.6	– Condição de fronteira do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ .	75
Figura 4.7	– Simplificação considerando a corrente média instantânea.	78
Figura 4.8	– Circuito do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado.	80
Figura 4.9	– Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado.	81
Figura 4.10	– Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado.	82
Figura 4.11	– Formas de onda em modo de condução contínua do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado.	84
Figura 4.12	– Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ .	86
Figura 4.13	– Condição de fronteira do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ Isolado.	90
Figura 4.14	– Circuito do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador.	93
Figura 4.15	– Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador.	94
Figura 4.16	– Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador.	96
Figura 4.17	– Formas de onda em modo de condução contínua do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador.	98
Figura 4.18	– Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador.	100
Figura 4.19	– Condição de fronteira do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ Isolado com Multiplicador.	103

Figura 4.20 – Ganho estático ( $M$ ) pela razão cíclica ( $D$ ) para os conversores <i>Boost</i> , $\acute{C}$ uk, $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> , $\acute{C}$ uk isolado, $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado, $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador, para $N = 4$ . . . . .	110
Figura 5.1 – Circuito equivalente do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com os elementos do secundário refletidos para o lado primário e identificados com o sobrescrito linha ( $'$ ). . . . .	113
Figura 5.2 – Etapa 1 para modelagem do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	114
Figura 5.3 – Etapa 2 para modelagem do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	116
Figura 5.4 – Validação do modelo para o conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador para resposta a um degrau na corrente de entrada. . . . .	121
Figura 5.5 – Validação do modelo do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador para a resposta ao degrau na razão cíclica. . . . .	121
Figura 5.7 – Esquemático do sistema fotovoltaico. . . . .	122
Figura 5.6 – Fluxograma do método Perturba e Observa. . . . .	123
Figura 5.8 – Diagrama de blocos completo. . . . .	124
Figura 5.9 – Resposta em frequência da malha de tensão no plano $z$ após a inserção do controlador. . . . .	124
Figura 6.1 – Tensão $v_{ds}$ (50 V/div) do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	127
Figura 6.2 – Tensões $v_{D_2}$ (50 V/div) e $v_{D_3}$ (50 V/div) do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	127
Figura 6.3 – Tensões $v_{D_4}$ (250 V/div) e $v_{D_1}$ (250 V/div) do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	128
Figura 6.4 – Tensões $v_{C_s}$ (250 V/div) e $v_{C_2}$ (250 V/div) do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	128
Figura 6.5 – Tensões $v_{pv}$ (25 V/div) e $v_o$ (250 V/div) do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	129
Figura 6.6 – Tensões $v_{C_p}$ (25 V/div) e $v_{C_s}$ (100 V/div) do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	129
Figura 6.7 – Tensão $v_{L_3}$ (1 V/div) do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	130
Figura 6.8 – Correntes $i_{L_1}$ (5 A/div) e $i_{L_2}$ (1 A/div) do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	130
Figura 6.9 – Corrente $i_{L_3}$ (100 mA/div) do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	131
Figura 6.10 – Correntes no primário (10 A/div) e secundário do transformador (2.5 A/div) do conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	131
Figura 6.11 – Variação da potência do módulo PV através da variação dos níveis de irradiância no conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	132
Figura 6.12 – Variação da potência do módulo PV através de um degrau na irradiância no conversor $\acute{C}$ uk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. . . . .	133

Figura 6.13 – Variação da tensão de entrada através de um degrau na corrente de $i_{pv}$ no conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. ....	133
Figura 6.14 – Curva de rendimento × irradiação com resistência constante do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. ....	134
Figura 6.15 – Curva de rendimento × potência para carga com tensão fixa do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com multiplicador. ....	136
Figura 6.16 – Conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado com destaque ao circuito grampeador. ..	137
Figura 6.17 – Tensão $V_{ds}$ (50 V/div) do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	138
Figura 6.18 – Tensões $v_{D3}$ (50 V/div) e $v_{D2}$ (50 V/div) do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	138
Figura 6.19 – Tensão $v_{D1}$ (250 V/div) do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	139
Figura 6.20 – Tensões $v_{pv}$ (25 V/div) e $v_o$ (250 V/div) do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	139
Figura 6.21 – Tensões $v_{Cp}$ (50 V/div) e $v_{Cs}$ (250 V/div) do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	140
Figura 6.22 – Tensão $v_{L3}$ (250 V/div) do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	140
Figura 6.23 – Correntes $i_{L1}$ (1 A/div) e $i_{L2}$ (5 A/div) do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	141
Figura 6.24 – Corrente $i_{L3}$ (250 mA/div) do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	141
Figura 6.25 – Correntes no primário (10 A/div) e secundário do transformador (2,5 A/div) do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	142
Figura 6.26 – Variação da potência do módulo PV através da variação dos níveis de irradiação no conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	142
Figura 6.27 – Variação da potência do módulo PV através de um degrau na irradiação no conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	143
Figura 6.28 – Variação da tensão de entrada através de um degrau na corrente de $i_{pv}$ no conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	143
Figura 6.29 – Curva de Rendimento × irradiação para carga com resistência constante do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	144
Figura 6.30 – Curva de Rendimento × irradiação com resistência constante do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	145
Figura 6.31 – Curva de rendimento <i>versus</i> potência do conversor Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> isolado. ....	146

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Conversores para elevação de tensão utilizando um único interruptor.	36
Tabela 2.2 – Conversor <i>Boost</i> em cascata com topologias básicas de um único interruptor. ....	38
Tabela 2.3 – Especificações do painel fotovoltaico. ....	44
Tabela 4.1 – Resumo das equações de projeto do conversor. ....	106
Tabela 4.2 – Principais especificações dos conversores. ....	107
Tabela 4.3 – Ondulações nos indutores e capacitores dos conversores propostos. ...	108
Tabela 4.4 – Principais especificações dos componentes dos conversores. ....	108
Tabela 4.5 – Validação das equações de projeto dos conversores. ....	109
Tabela 4.6 – Razão cíclica necessária para o ganho $M = 10,695$ , com relação de transformação $N = 4$ . ....	110
Tabela 4.7 – Comparativo da redução da razão-cíclica em relação ao conversor $\acute{C}uk$	111
Tabela 5.1 – Especificações do conversor. ....	120
Tabela 6.1 – Principais parâmetros das curvas de irradiância do módulo PV. ....	125
Tabela 6.2 – Principais especificações dos conversores. ....	126
Tabela 6.3 – Especificações do transformador. ....	126
Tabela 6.4 – Eficiência média ponderada californiana para o conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador. ....	135
Tabela 6.5 – Eficiência média ponderada europeia, para o conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador. ....	135
Tabela 6.6 – Eficiência média ponderada californiana, para o conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador. ....	136
Tabela 6.7 – Eficiência média ponderada europeia, para o conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador. ....	137
Tabela 6.8 – Eficiência média ponderada californiana, para o conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado. ....	144
Tabela 6.9 – Eficiência média ponderada europeia, para o conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado. ....	145
Tabela 6.10 – Eficiência média ponderada californiana, para o conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado. ....	147
Tabela 6.11 – Eficiência média ponderada europeia, para o conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado. ....	147
Tabela 6.12 – Comparação entre os protótipos dos conversores apresentados. ....	148



## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Contínua)
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Descontínua)
GD	Geração Distribuída
IEA	<i>International Energy Agency</i> (Agência Internacional de Energia)
MIC	Conversor integrado ao módulo PV
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo com Semicondutor e isolamento de Óxido-Metal)
MPP	Ponto de Máxima Potência (do inglês, <i>Maximum Power Point</i> )
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (do inglês, <i>Maximum Power Point Tracking</i> )
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção do Fator de Potência)
PV	Fotovoltaico (do inglês <i>Photovoltaic</i> )
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
R <sup>2</sup> P <sup>2</sup>	<i>Reduced Redundant Power Processing</i> (Redução do processamento redundante de potência)
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Raiz Média Quadrática)



## LISTA DE SÍMBOLOS

$\eta_{eu}$	Rendimento europeu
$\eta_{cec}$	Rendimento californiano
<b>A, B, C, D</b>	Matrizes de parâmetros da planta no modelo de espaço de estados
$C$	Capacitância do capacitor
$D$	Razão cíclica
$f_S$	Frequência de chaveamento
<b>I</b>	Matriz identidade
$i_S$	Corrente no interruptor $S$
$L$	Indutância do indutor
$M$	Ganho estático de tensão do conversor CC-CC
$N$	Relação de espiras do transformador, onde $n = \frac{n_S}{n_P}$
$n_P$	Número de espiras no enrolamento primário
$n_S$	Número de espiras no enrolamento secundário
$P$	Potência
$P_{in}$	Potência de entrada do conversor
$S$	Irradiação solar aplicada sobre os módulos PV em $W/m^2$
$T_S$	Período de chaveamento
$u$	Matriz de variáveis de entrada do sistema no modelo de espaço de estados
$v_{mpp}$	Tensão de operação do módulo PV operando sobre o ponto de máxima potência
$V_{OC}$	Tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico
$V_{out}$	Tensão de saída no conversor CC-CC
$x$	Matriz de variáveis de estado do sistema no modelo de espaço de estados
$y$	Matriz de variáveis de saída do sistema no modelo de espaço de estados



## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b>	25
1.1 PANORAMA ENERGÉTICO NO BRASIL E NO MUNDO	25
1.2 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO	33
<b>1.2.1 Objetivo geral</b>	33
<b>1.2.2 Objetivo Específicos</b>	33
1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	34
<b>2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	35
2.1 CONVERSORES ESTÁTICOS CC-CC	35
<b>2.1.1 Redução do processamento redundante de potência em conversores</b>	38
<b>2.1.2 Isolação para o conversor Ćuk</b>	41
<b>2.1.3 Multiplicador de tensão em conversores</b>	43
2.2 MÓDULO FOTOVOLTAICO	44
2.3 CONCLUSÕES	46
<b>3 ANÁLISE DA OPERAÇÃO DOS CONVERSORES BÁSICOS</b>	47
3.1 CONVERSOR <i>BOOST</i>	47
<b>3.1.1 Análise do Conversor <i>Boost</i></b>	47
3.1.1.1 <i>Primeira etapa (<math>t_0-t_1</math>) conversor Boost</i>	48
3.1.1.2 <i>Segunda etapa (<math>t_1-t_2</math>) conversor Boost</i>	49
3.1.1.3 <i>Principais formas de ondas do conversor Boost</i>	50
<b>3.1.2 Tensão no capacitor do conversor <i>Boost</i></b>	50
3.1.2.1 <i>Análise do ganho estático do conversor Boost</i>	50
3.2 CONVERSOR ĆUK	51
<b>3.2.1 Análise do Conversor Ćuk</b>	52
3.2.1.1 <i>Primeira etapa (<math>t_0-t_1</math>) conversor Ćuk</i>	53
3.2.1.2 <i>Segunda etapa (<math>t_1-t_2</math>) conversor Ćuk</i>	54
3.2.1.3 <i>Principais formas de ondas do conversor Ćuk</i>	55
<b>3.2.2 Tensão nos capacitores do conversor Ćuk</b>	56
3.2.2.1 <i>Análise do ganho estático do conversor Ćuk</i>	56
3.3 CONVERSOR ĆUK ISOLADO	57
<b>3.3.1 Análise do Conversor Ćuk Isolado</b>	58
3.3.1.1 <i>Primeira etapa (<math>t_0-t_1</math>) conversor Ćuk isolado</i>	58
3.3.1.2 <i>Segunda etapa (<math>t_1-t_2</math>) conversor Ćuk isolado</i>	59
3.3.1.3 <i>Principais formas de ondas do conversor Ćuk isolado</i>	61

<b>3.3.2 Tensão nos capacitores do conversor Ćuk isolado</b> .....	61
3.3.2.1 <i>Análise do ganho estático do conversor Ćuk isolado</i> .....	62
3.4 CONCLUSÕES .....	63
<b>4 PROJETO E ANÁLISE DA OPERAÇÃO DOS CONVERSORES PROPOSTOS</b> .....	65
4.1 CONVERSOR ĆUK R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> .....	65
<b>4.1.1 Análise do Conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></b> .....	65
4.1.1.1 <i>Primeira etapa (t<sub>0</sub>-t<sub>1</sub>) conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> .....	66
4.1.1.2 <i>Segunda etapa (t<sub>1</sub>-t<sub>2</sub>) conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> .....	67
4.1.1.3 <i>Principais formas de ondas do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> .....	69
<b>4.1.2 Tensão nos capacitores do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></b> .....	69
<b>4.1.3 Análise do ganho estático do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></b> .....	70
<b>4.1.4 Fronteira entre os modos CCM e DCM do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></b> .....	72
<b>4.1.5 Dimensionamento do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></b> .....	75
4.1.5.1 <i>Dimensionamento dos indutores do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> .....	75
4.1.5.2 <i>Dimensionamento dos capacitores do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup></i> .....	77
4.2 CONVERSOR ĆUK R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> ISOLADO .....	79
<b>4.2.1 Análise do Conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado</b> .....	79
4.2.1.1 <i>Primeira etapa (t<sub>0</sub>-t<sub>1</sub>) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado</i> .....	80
4.2.1.2 <i>Segunda etapa (t<sub>1</sub>-t<sub>2</sub>) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado</i> .....	82
4.2.1.3 <i>Principais formas de ondas do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado</i> .....	84
<b>4.2.2 Tensão nos capacitores do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado</b> .....	85
4.2.2.1 <i>Análise do ganho estático do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado</i> .....	85
<b>4.2.3 Corrente eficaz nos indutores do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado</b> ..	87
<b>4.2.4 Corrente média nos indutores do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado</b> ..	87
<b>4.2.5 Fronteira entre os modos CCM e DCM do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.</b> .....	88
<b>4.2.6 Dimensionamento do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado</b> .....	90
4.2.6.1 <i>Dimensionamento dos indutores</i> .....	91
4.2.6.2 <i>Dimensionamento dos capacitores</i> .....	91
4.3 CONVERSOR ĆUK R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> ISOLADO COM MULTIPLICADOR .....	92
<b>4.3.1 Análise do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador</b> .....	92
4.3.1.1 <i>Primeira etapa (t<sub>0</sub>-t<sub>1</sub>) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador</i> .....	93
4.3.1.2 <i>Segunda etapa (t<sub>1</sub>-t<sub>2</sub>) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador</i> .....	95

---

4.3.1.3 Principais formas de ondas do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador .....	97
<b>4.3.2 Tensão nos capacitores do conversor <math>\acute{C}uk R^2P^2</math> isolado .....</b>	<b>97</b>
4.3.2.1 Análise do ganho estático do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador .....	99
<b>4.3.3 Corrente eficaz nos indutores do conversor <math>\acute{C}uk R^2P^2</math> isolado multiplicador .....</b>	<b>100</b>
<b>4.3.4 Corrente média nos indutores do conversor <math>\acute{C}uk R^2P^2</math> isolado multiplicador .....</b>	<b>101</b>
<b>4.3.5 Fronteira entre os modos CCM e DCM do conversor <math>\acute{C}uk R^2P^2</math> isolado com multiplicador .....</b>	<b>101</b>
<b>4.3.6 Dimensionamento do conversor <math>\acute{C}uk R^2P^2</math> isolado com multiplicador .....</b>	<b>104</b>
4.3.6.1 Dimensionamento dos indutores do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador .....	104
4.3.6.2 Dimensionamento dos capacitores .....	104
<b>4.4 ESPECIFICAÇÕES DOS CONVERSORES .....</b>	<b>107</b>
<b>4.5 COMPARATIVO DO GANHO ESTÁTICO DOS CONVERSORES PROPOSTOS .....</b>	<b>109</b>
<b>4.6 CONCLUSÕES .....</b>	<b>111</b>
<b>5 MODELAGEM E CONTROLE .....</b>	<b>113</b>
<b>5.1 MODELAGEM DO CONVERSOR <math>\acute{C}uk R^2P^2</math> ISOLADO COM MULTIPLICADOR .....</b>	<b>113</b>
5.1.1 Equações de equilíbrio CC .....	118
5.1.2 Modelo CA de pequenos sinais .....	118
5.1.3 Validação do modelo do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador .....	120
5.1.4 Rastreamento do ponto de máxima potência .....	122
<b>5.2 PROJETO DO CONTROLADOR .....</b>	<b>122</b>
5.2.1 Projeto do controlador discreto .....	122
<b>6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>125</b>
6.1 IMPLEMENTAÇÃO DOS PROTÓTIPOS .....	125
6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR $\acute{C}uk R^2P^2$ ISOLADO COM MULTIPLICADOR .....	127
6.3 TESTES DO RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA .....	132
6.3.1 Resultados de eficiência com resistência constante para o conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador. ....	133
6.3.2 Resultados de eficiência com tensão fixa para o conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador. ....	135

6.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR $\acute{C}UK$ $R^2P^2$ ISOLADO	137
6.5 TESTES DO RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA .....	142
<b>6.5.1 Resultados de eficiência com carga constante para o conversor <math>\acute{C}uk</math> <math>R^2P^2</math> isolado.</b> .....	144
<b>6.5.2 Resultados de eficiência com tensão fixa para o conversor <math>\acute{C}uk</math> <math>R^2P^2</math> isolado</b> .....	145
6.6 COMPARATIVO ENTRE OS PROTÓTIPOS DOS CONVERSORES APRESENTADOS .....	147
<b>7 CONCLUSÕES GERAIS</b> .....	149
7.1 PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS .....	150
7.2 PUBLICAÇÕES REALIZADAS .....	150
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	151

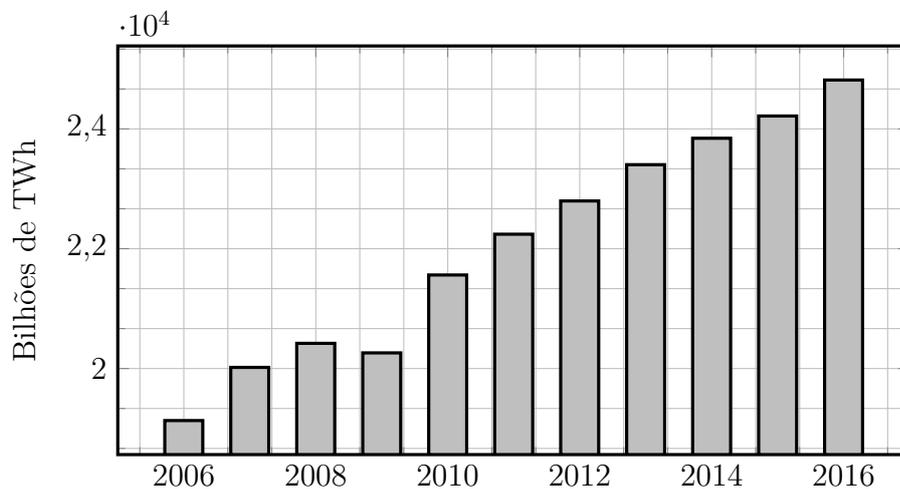
# 1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como objetivo realizar uma contextualização geral sobre a aplicação desta Dissertação de Mestrado. Será feita uma revisão sobre o panorama energético no Brasil e no mundo, uma análise sobre a energia fotovoltaica, ponto de máxima potência e estruturas de inversores conectados à rede.

## 1.1 PANORAMA ENERGÉTICO NO BRASIL E NO MUNDO

Nos últimos anos, houve um crescente aumento na demanda energética mundial, decorrente de diversos fatores, dos quais pode-se citar o aumento populacional, a produção em larga escala de bens de consumo, dentre outros (BARRETO, 2014). Pode-se dizer que o consumo de energia está diretamente relacionado ao desenvolvimento econômico de um país, uma vez que quanto mais desenvolvido, maior o seu consumo per capita de energia (DREHER, 2012). A Figura 1.1 mostra o crescimento da geração de energia elétrica no mundo, segundo dados da BP (empresa de petróleo e gás) de 2017, tendo um acréscimo percentual de 29,71% para o período de 2006 a 2016.

Figura 1.1 – Crescimento mundial da geração de energia elétrica.

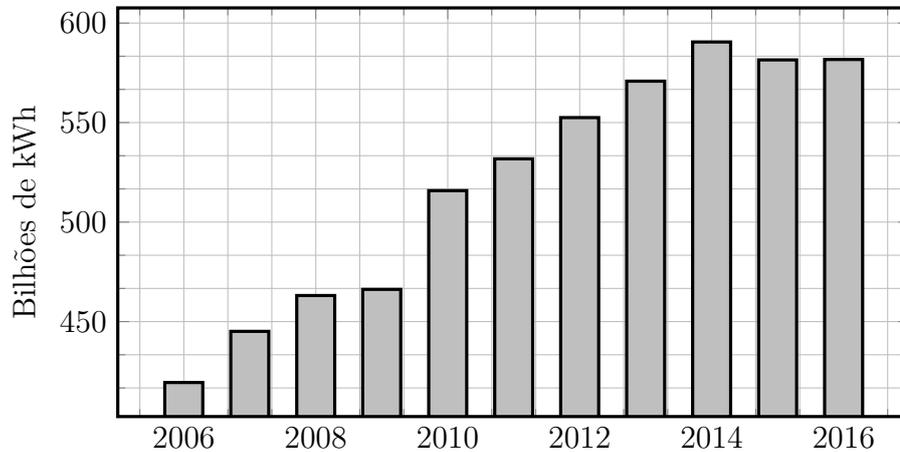


Fonte: Adaptado de (BP, 2017).

No Brasil as grandes hidrelétricas fazem com que sua matriz energética seja fortemente renovável, o que no entanto, as grandes centrais geradoras estão distantes dos locais de maior consumo, o que faz com que o sistema de transmissão seja muito extenso, resultando em um aumento nos custos e perda da confiabilidade do sistema elétrico (ZI-ENTARSKI, 2017). A Figura 1.2 mostra o crescimento da geração de energia elétrica no

Brasil, segundo dados da BP de 2017, tendo um acréscimo percentual de 38,69% para o período de 2006 a 2016.

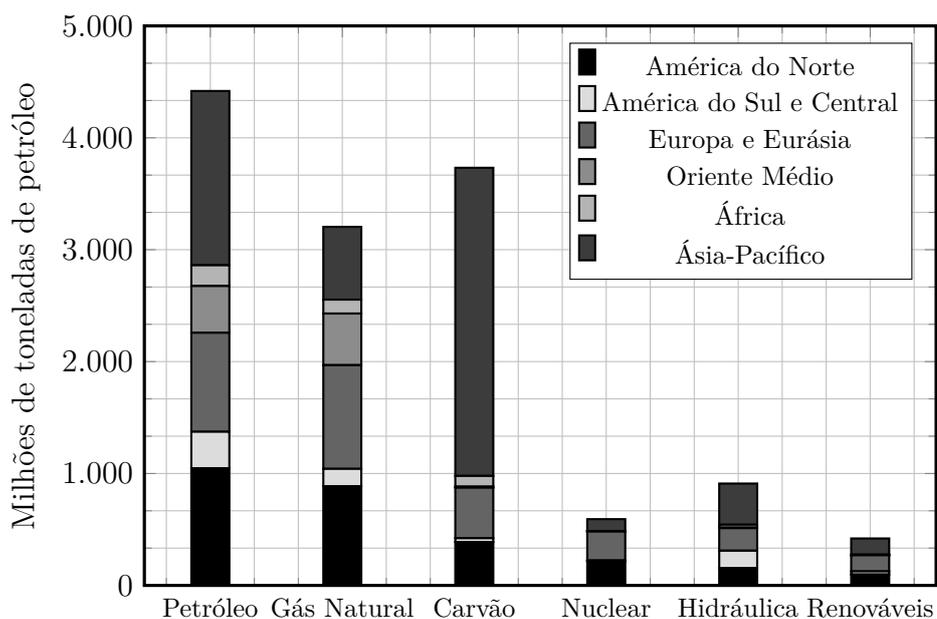
Figura 1.2 – Crescimento da geração de energia elétrica no Brasil.



Fonte: Adaptado de (BP, 2017).

A oferta de energia mundial é baseada em fontes de energia derivadas de combustíveis fósseis (carvão, petróleo, etc.), como pode ser observado na Figura 1.3. Este perfil da matriz energética tem motivado inúmeras discussões sobre o rumo a ser tomado, uma vez que as reservas naturais são esgotáveis e seu fim dos ainda é uma realidade que se aproxima cada vez mais.

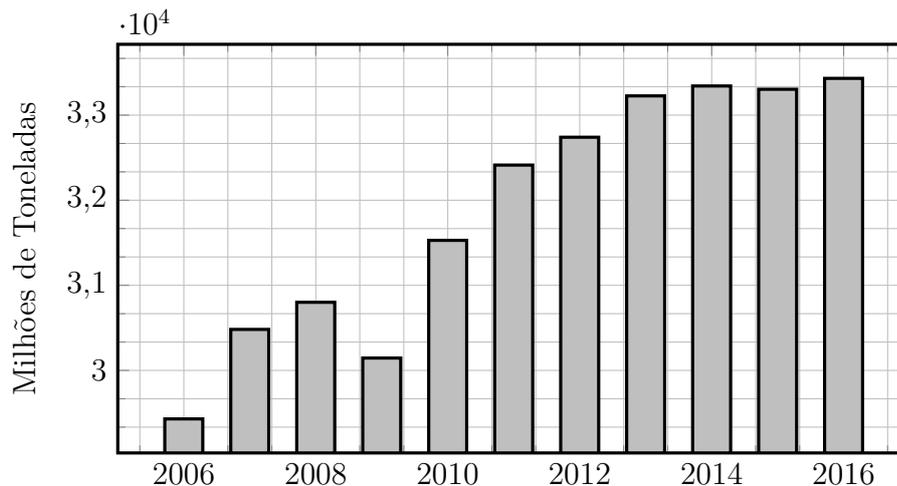
Figura 1.3 – Consumo de energia por combustível.



Fonte: Adaptado de (BP, 2017).

Devido à grande demanda por energia elétrica, atualmente houve um aumento no uso de combustíveis fósseis para geração de energia. Segundo dados da BP de 2017, as emissões de gás carbônico cresceram durante os últimos anos, tendo um aumento de 13,5% no período de 2006 a 2016, atingindo um valor de 33,42 GtCO<sub>2</sub>, como pode ser visto na Figura 1.4. O gás carbônico é um dos grandes responsáveis pela intensificação do efeito estufa, causador de mudanças climáticas que afetam o ecossistema (ANDRES, 2018).

Figura 1.4 – Taxa de emissão de gás carbônico no mundo.

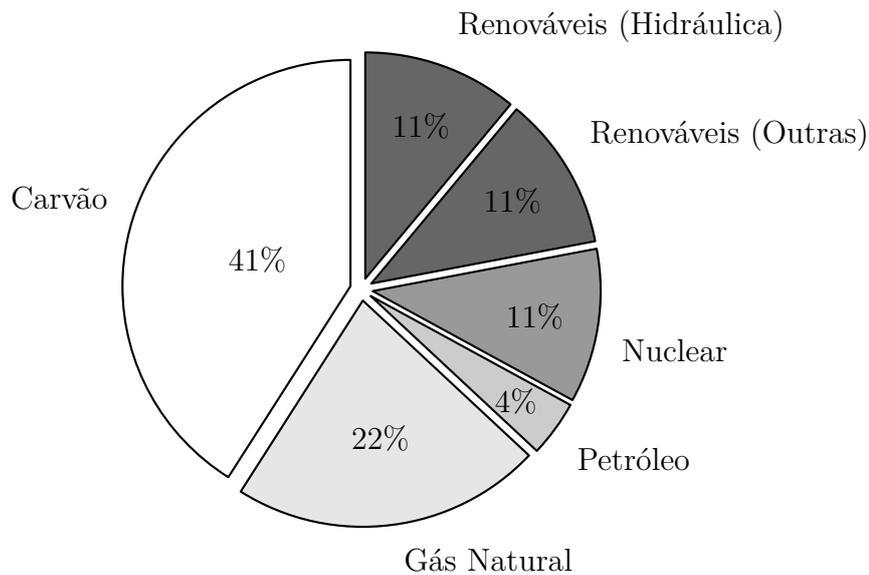


Fonte: Adaptado de (BP, 2017).

Diante desta perspectiva, somados os efeitos ambientais que têm sido revelados nos últimos anos, diversos realizam pesquisas sobre a utilização e a viabilidade técnica e econômica da introdução de fontes renováveis de energia. As principais fontes renováveis são eólica, fotovoltaica, biomassa, maremotriz, hidroelétrica e células de combustível (FLEMING, 2012). Dentre as fontes renováveis, a energia fotovoltaica vem recebendo interesse no mundo todo. As vantagens das fontes fotovoltaicas são a pouca manutenção, a flexibilidade no ponto de instalação e na potência disponível, não necessitar de linhas de transmissão, e não ter partes móveis (AMARAL, 2012).

Atualmente, a fonte renovável mais utilizada e, cuja tecnologia encontra-se num patamar mais maduro é a hidroelétrica, como pode ser visto na Figura 1.5, a qual corresponde a aproximadamente 11% da geração de energia mundial. Com exceção das hidroelétricas, a contribuição de fontes renováveis para produção de eletricidade ainda é pequena. Se comparadas com as fontes convencionais, conforme apresentado no gráfico da Figura 1.6, a capacidade anual instalada de sistemas com painéis fotovoltaicos (ou PV, do inglês *photovoltaic*) cresceu mais de 50 vezes entre 2006 e 2016. Atualmente, no mundo, os sistemas de geração fotovoltaica interligados à rede elétrica ocupam a terceira posição das fontes renováveis mais utilizadas, ficando atrás apenas da geração hidroelétrica e da geração eólica (FREITAS, 2012).

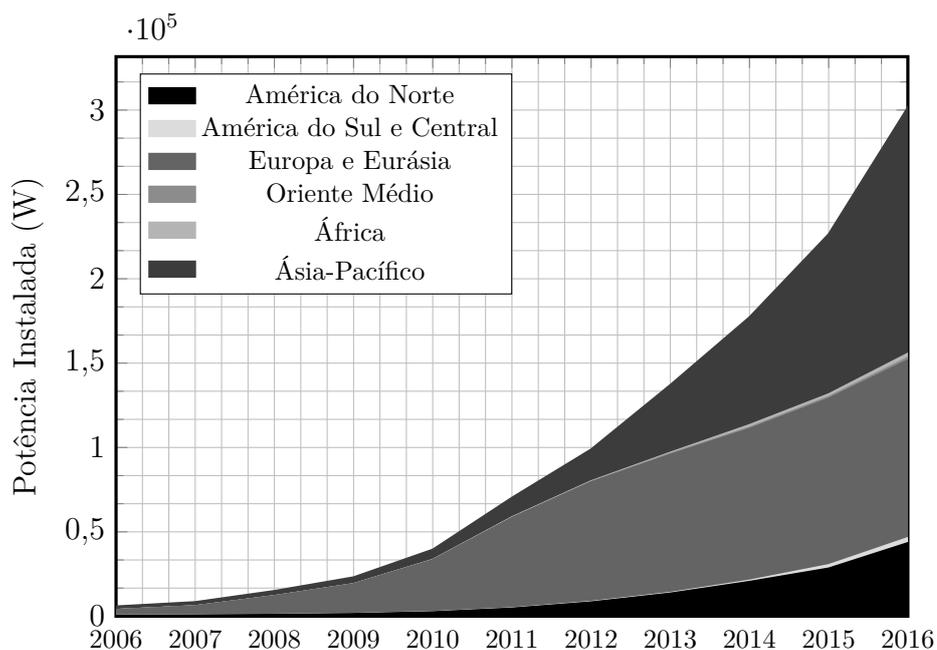
Figura 1.5 – Fontes utilizadas para geração de energia elétrica no mundo.



Fonte: Adaptado de (IEA, 2015).

Este aumento na geração fotovoltaica mostra que há um grande potencial de utilização em todo o mundo, justamente por sua simplicidade e flexibilidade quanto à capacidade instalada. Os sistemas de geração PV são uma solução de baixo impacto ambiental, permitindo aproveitar o benefício da geração distribuída, podendo ser instalados próximos aos grandes centros (ZIENTARSKI, 2017).

Figura 1.6 – Potência fotovoltaica instalada desde 2006 até 2016.



Fonte: Adaptado de (BP, 2017).

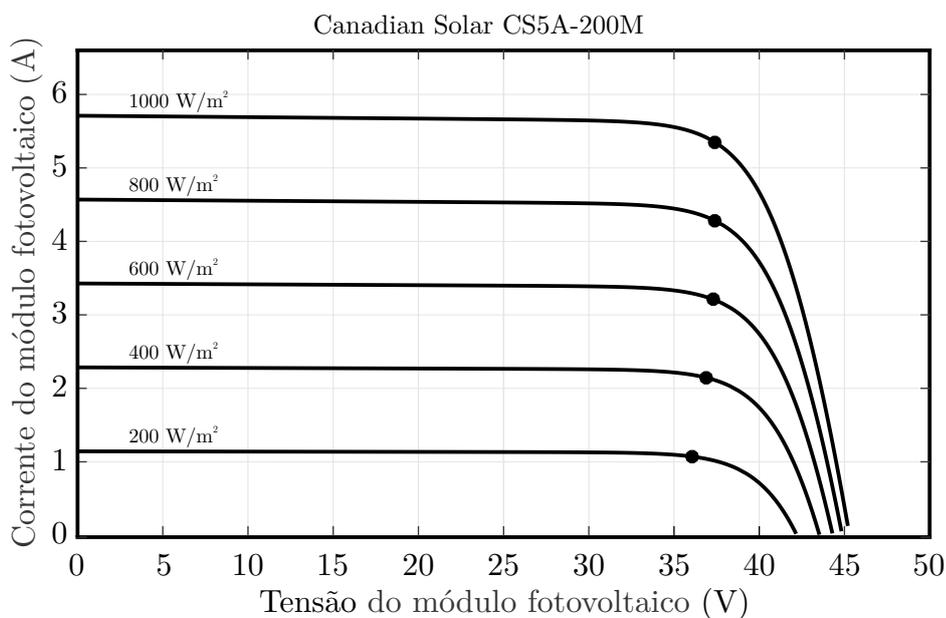
A energia solar fotovoltaica ocorre através do efeito fotovoltaico, que é obtido pela incidência da luz solar em alguns materiais semicondutores, onde os fótons da luz estimulam os elétrons a saltar para a camada de condução que, sob condições favoráveis, originam uma tensão e corrente elétrica (SANTOS, 2009).

Atualmente, para a eletrônica de potência, tem sido um grande desafio proporcionar o máximo aproveitamento da energia disponível nos painéis PV, e isso é feito por meio do dimensionamento, melhorias no rendimento dos conversores estáticos e através de técnicas de controle que permitam extrair a máxima potência dos painéis (ZIENTARSKI, 2017).

Uma vez que o custo da energia renovável ainda é maior que o das fontes tradicionais, o desempenho é uma das principais questões nas aplicações envolvendo energias renováveis (MAKSIMOVIC; CUK, 1991; GULES; PFITSCHER; FRANCO, 2003). Esta questão se torna ainda mais importante em aplicações em nível de módulo fotovoltaico e célula de combustível, onde a tensão gerada é baixa (20 a 50 V) e, portanto, é necessário um conversor CC-CC de alto ganho de tensão para regular a tensão de saída.

As curvas  $I \times V$  (corrente  $\times$  tensão), Figura 1.7, são as mais importantes dos módulos PV, pois demonstram o comportamento da corrente em função da irradiação incidente e da temperatura dos módulos (ZIENTARSKI, 2017). A Figura 1.7 apresenta as curvas resultantes para um temperatura fixa de 25 °C com a irradiação variando de 200 a 1000 W/m<sup>2</sup>. Em cada curva estão destacados os pontos onde a potência extraída é máxima.

Figura 1.7 – Curvas de Corrente $\times$ Tensão.



Fonte: Autor.

As fontes renováveis apresentam características que as distinguem das fontes convencionais, o que acaba trazendo um novo conceito de sistema elétrico. Neste cenário, o conceito de geração distribuída (GD) vem surgindo como uma nova alternativa para produção de eletricidade, onde a geração elétrica é realizada próxima ao consumidor (MIRANDA, 2013).

Este conceito é interessante quando diferentes tipos de fontes de energia estão disponíveis, permitindo a integração com sistemas de pequena capacidade. As tecnologias de GD têm se expandindo por potências cada vez menores, como (INEE, 2018):

- Painéis fotovoltaicos;
- Pequenas Centrais Hidrelétricas - PCHs;
- Co-geradores;
- Geradores que usam como fonte de energia resíduos combustíveis de processo;
- Geradores de emergência;
- Geradores para operação no horário de ponta.

Os sistemas conectados à rede elétrica apresentam diferentes configurações, que podem ser divididas em duas categorias: os sistemas centralizados e os sistemas descentralizados. No sistema centralizado há apenas um estágio de conversão de energia, denominado inversor central. Já os sistemas descentralizados empregam-se conversores para um menor número de módulos fotovoltaicos, fazendo com que aumente o número de componentes, porém assegurando um maior aproveitamento da energia gerada (DREHER, 2012).

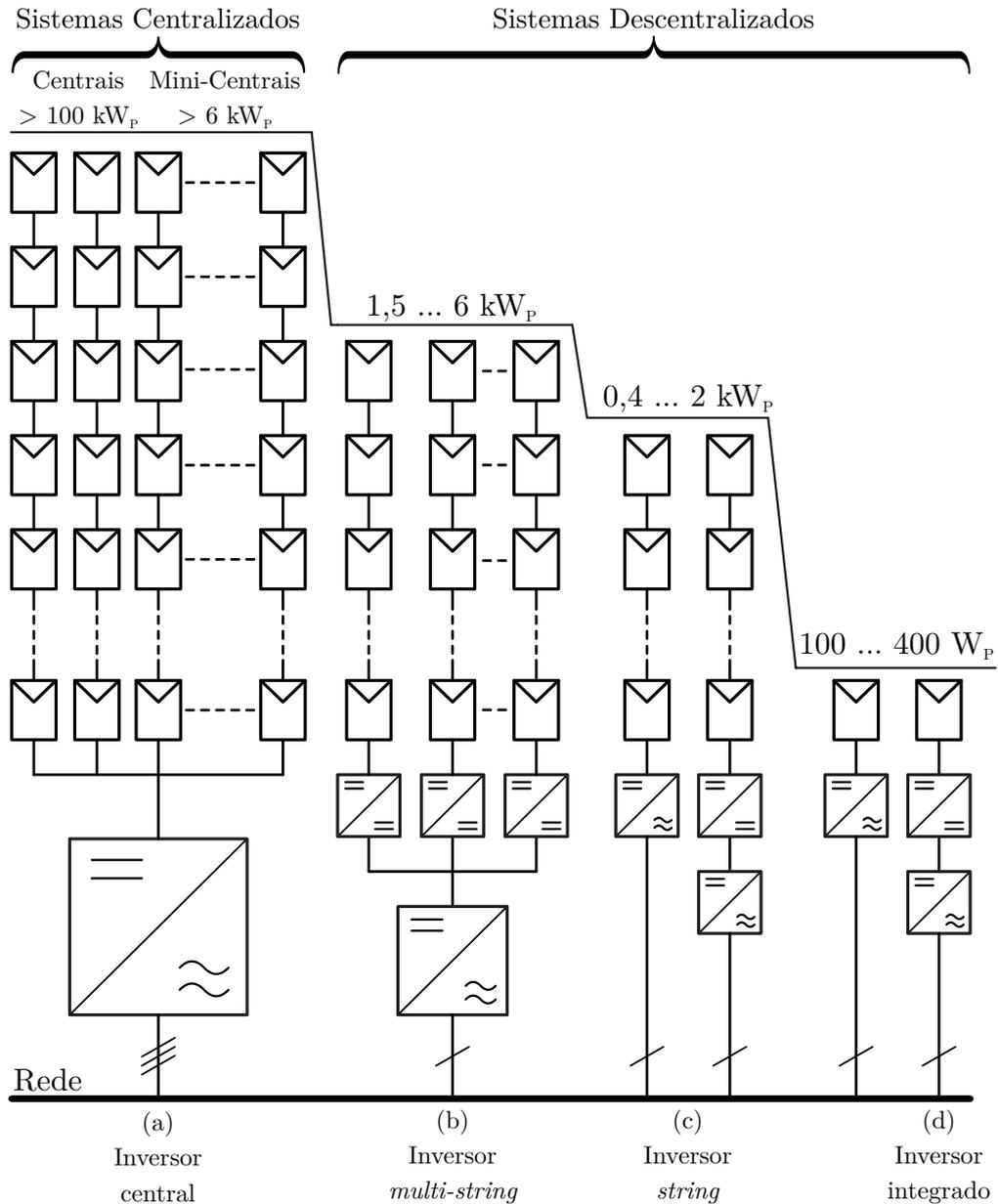
O sistema centralizado foi a primeira configuração desenvolvida para aplicações em módulos fotovoltaicos, dando origem à topologia mais utilizada (inversor central), Figura 1.8(a). Esta topologia consiste em arranjos de painéis fotovoltaicos (*strings*), na configuração paralelo, para obter o nível de tensão e potência desejado, sendo que o arranjo é conectado a um único inversor. Essa configuração tem como desvantagem a falta de um sistema para rastreamento da máxima potência para cada *string* e como vantagem o baixo custo e manutenção simplificada (DESCONZI, 2011).

Entretanto, o sombreamento parcial, o envelhecimento e as diferenças entre os painéis fotovoltaicos fazem com que a potência total seja comprometida em um sistema centralizado. Para contornar essas desvantagens, sistemas descentralizados foram propostos para proporcionar um aumento na eficiência (DESCONZI, 2011).

Uma destas propostas é o inversor integrado, Figura 1.8(d), onde cada painel fotovoltaico é conectado a um conversor CC-CC de alto ganho de tensão, que por sua vez

é ligado a um inversor, que está conectado à rede elétrica, como pode ser visto na Figura 1.9. Essa configuração é normalmente empregada para potências de 100 a 400 W (LOPEZ, 2009).

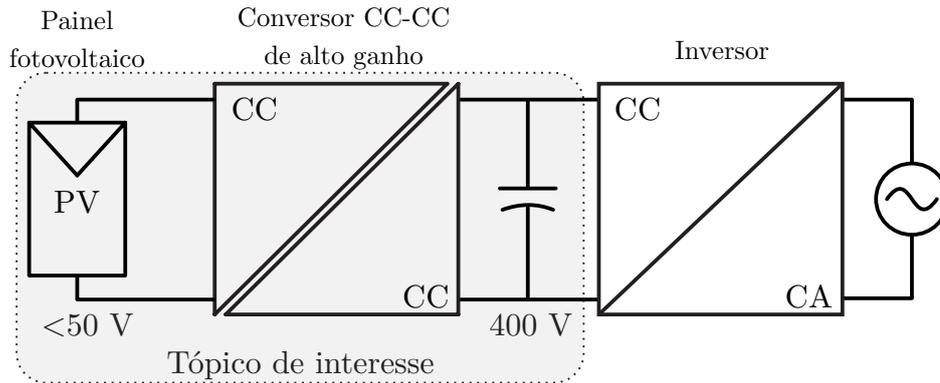
Figura 1.8 – Configurações de sistemas fotovoltaicos. (a) Inversor central; (b) Inversor *multi-string*; (c) Inversor *string*; (d) Inversor integrado.



Fonte: Adaptado de (ZIENTARSKI, 2017; KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005)

Normalmente, a tensão produzida pelos painéis fotovoltaicos, células combustíveis e baterias, entre outras, é relativamente baixa. Isto torna necessário o emprego de conversores elevadores de tensão quando se requer uma tensão em torno de 380 V para alimentar um inversor em ponte-completa para conexão do gerador em uma micro-rede 220 V CA

Figura 1.9 – Inversor módulo integrado com conversor CC-CC isolado e barramento CC.



Fonte: Autor.

(CHEN et al., 2011), ou em torno de 760 V para um inversor em meia ponte (LI et al., 2009).

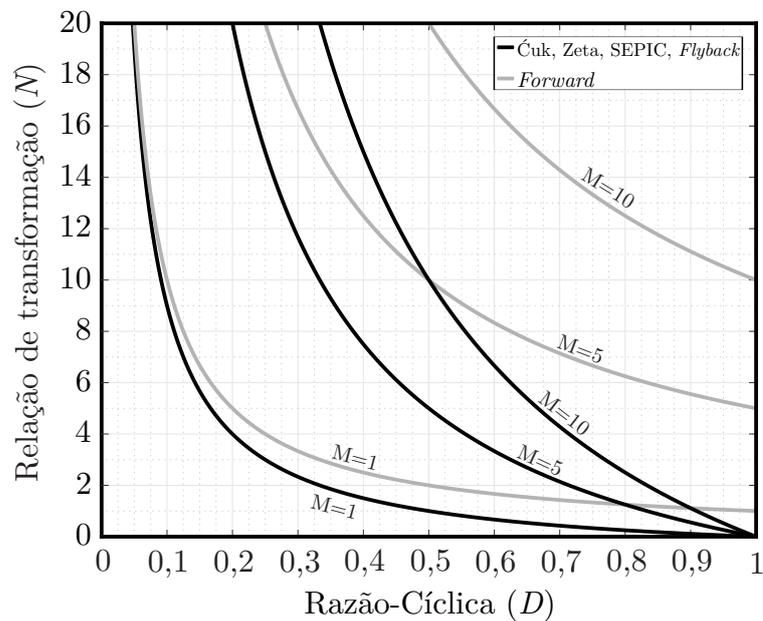
As topologias (*single-ended*) isoladas de conversores CC-CC elevadores de tensão que operam com modulação de largura de pulso (PWM) são *forward*, *flyback*, Čuk, SEPIC e Zeta. Entretanto, essas topologias são limitadas, na prática, pelas quedas de tensão nas resistências série dos componentes do conversor, principalmente quando o mesmo opera com valor da razão-cíclica próxima da unidade. Além da redução do ganho estático, as quedas de tensão também reduzem drasticamente a eficiência do conversor.

A inclusão de transformador em conversores depende da necessidade de aterramento do sistema. Em alguns países, o aterramento dos painéis fotovoltaicos é obrigatório, fazendo com que seja necessária a isolamento galvânica entre os lados em corrente contínua e corrente alternada, que pode ser obtida através do uso de um transformador, podendo ser na frequência da rede elétrica ou em alta frequência (ALMEIDA, 2012).

O desempenho do conversor depende da redução das perdas em condução que são, de um modo geral, proporcionais ao valor da razão-cíclica. Então, para aumentar a eficiência deve-se reduzir o valor da razão-cíclica. Para se trabalhar com menores valores de razão-cíclica deve-se aumentar a relação de espiras ( $N$ ) do transformador, o que é mostrado na Figura 1.10, onde pode ser visto que quando se aumenta o ganho  $M$ , precisa-se de uma relação de transformação maior para manter o mesmo valor de razão-cíclica.

O uso de transformadores com uma grande relação de espira pode introduzir diversos problemas, como a indutância de dispersão ( $L_K$ ) e a capacitância parasita, formada pelo enrolamento secundário do transformador ( $N_2$ ), o que provoca picos de tensão e correntes que refletem em um aumento da perda, assim como o ruído pode interferir significativamente o desempenho do sistema e causar danos aos componentes do circuito (ISMAIL et al., 2008; ASL et al., 2018).

Figura 1.10 – Relação de transformação ( $N$ ) pela razão cíclica ( $D$ ) para os conversores Ćuk, Zeta, SEPIC, Forward e Flyback.



Fonte: Autor.

## 1.2 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

### 1.2.1 Objetivo geral

O objetivo geral deste trabalho é analisar, projetar e implementar um conversor CC-CC isolado de alto ganho de tensão usando uma relação de transformação ( $N$ ) e razão cíclica ( $D$ ) baixas com o uso de técnicas de ganho de tensão. A partir de uma topologia básica com um único interruptor, este conversor será destinado à geração de energia à partir de um módulo fotovoltaico para aplicações em geração distribuída.

### 1.2.2 Objetivo Específicos

Para se conseguir atingir o objetivo principal deste trabalho deve-se definir alguns objetivos específicos, tais como:

- Realizar uma revisão bibliográfica a cerca das principais topologias de conversores CC-CC e dos temas abordados e definição de uma topologia para o conversor;
- Analisar técnicas de ganho de tensão e aplicação das destas na topologia escolhida;

- Propor um conversor CC-CC isolado com alto ganho de tensão com um único interruptor;
- Analisar o princípio de operação dos conversores derivados e realizar análise matemática dos conversores;
- Projeto e dimensionamento dos componentes e simulação dos conversores em *software*;
- Implementar o protótipo dos conversores e comprovar experimentalmente a operação;
- Implementar um algoritmo para busca do ponto de máxima potência (MPPT).

### 1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

A dissertação está organizada da seguinte forma: o Capítulo 1 apresenta uma visão do panorama de geração de energia no Brasil e no mundo, destacando a geração fotovoltaica e suas perspectivas de crescimento. Também é apresentada uma breve revisão sobre o rastreamento do MPP e o papel dos conversores CC-CC nestes sistemas.

No Capítulo 2 é realizada uma revisão bibliográfica acerca das principais topologias de conversores CC-CC com elevado ganho de tensão para aplicações fotovoltaicas.

No Capítulo 3 é feita a análise sobre os conversores *Boost*, *Ćuk*, *Ćuk* Isolado, e da operação do circuito, onde serão mostradas as principais formas de onda e o cálculo do ganho estático.

No Capítulo 4 é feita a análise sobre os conversores *Ćuk*  $R^2P^2$ , *Ćuk*  $R^2P^2$  Isolado e *Ćuk*  $R^2P^2$  Isolado com Multiplicador e da operação do circuito, serão mostradas as principais formas de onda e o cálculo do ganho estático.

O Capítulo 5 apresenta o modelo de pequenos sinais dos conversores *Ćuk*  $R^2P^2$  Isolado com Multiplicador. O modelo relaciona a corrente de entrada,  $i_{pv}$  com a razão-cíclica. Para isso, será utilizado o modelo médio por espaço de estados. Simulações são realizadas para validar o modelo.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais obtidos. Estes resultados são apresentados de modo a validar as principais análises e projetos. Por fim, são apresentadas algumas considerações sobre o estudo desenvolvido nesta dissertação e as possibilidades de novos estudos acerca do assunto.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica, abordando as topologias CC-CC básicas, técnicas para aumentar o ganho de tensão, uso de isolamento galvânico em conversores e multiplicadores de tensão para aumentar o ganho estático de conversores com transformadores ou indutores acoplados.

### 2.1 CONVERSORES ESTÁTICOS CC-CC

As topologias básicas de conversores CC-CC utilizam apenas um interruptor ativo e um diodo. Os conversores não isolados empregam elementos que armazenam energia como indutores e capacitores. Esses conversores podem ser classificados em três categorias (DREHER, 2012):

- Conversores abaixadores, onde a tensão de saída é menor que a tensão de entrada, tendo o ganho estático sempre menor que um;
- Conversores elevadores, cuja tensão de saída é sempre maior que a tensão de entrada, fazendo com o que o ganho estático seja sempre maior que um;
- Conversores abaixadores/elevadores, onde a tensão de saída pode ser maior ou menor que a tensão de entrada.

Na Tabela 2.1 são apresentadas algumas topologias de conversores CC-CC elevadores de tensão com apenas um interruptor. Já para as topologias Ćuk, SEPIC e Zeta são apresentadas apenas as topologias isoladas. A tabela não inclui alguns conversores clássicos bem conhecidos, como o conversor ponte completa (*full-bridge*), meia-ponte (*half-bridge*) e *push-pull*, pois estes utilizam mais de um interruptor e estão fora do escopo deste trabalho.

Os conversores isolados possuem um elemento magnético que fornece a isolamento galvânica, podendo ser um transformador ou um indutor acoplado, de baixa ou alta frequência. O uso de transformadores de baixa frequência pode afetar a eficiência global, tornando o inversor mais caro e volumoso, o que contribui para o aumento das perdas. Por outro lado, para contornar esses problemas, pode-se processar a conversão em duas etapas: a primeira ocorre em alta frequência, onde é inserido o transformador, já na segunda etapa é feita na frequência da rede (ALMEIDA, 2012).

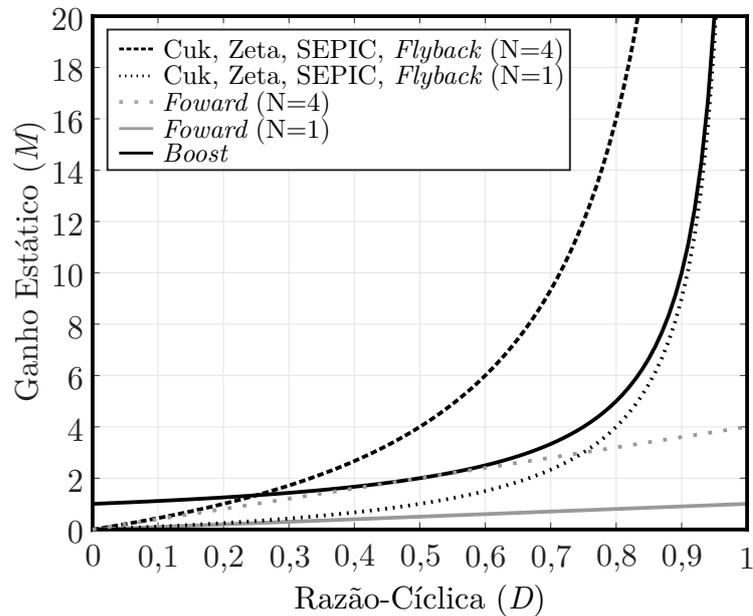
Tabela 2.1 – Conversores para elevação de tensão utilizando um único interruptor.

Conversor	Circuito	Ganho estático $M_{CCM}$
<i>Boost</i>		$\frac{1}{1-D}$
<i>Buck-Boost</i>		$\frac{D}{1-D}$
<i>Forward</i>		$ND$
Ćuk Isolado		$\frac{ND}{1-D}$
SEPIC Isolado		$\frac{ND}{1-D}$
Zeta Isolado		$\frac{ND}{1-D}$
<i>Flyback</i>		$\frac{ND}{1-D}$

Fonte: Autor.

Conforme pode ser visto na Figura 2.1, os conversores Ćuk, Zeta, SEPIC e *Flyback* tem o mesmo ganho estático, porém para  $N = 1$  estas topologias têm o ganho menor que o do conversor *Boost*. Entretanto, quando a relação de transformação  $N$  aumenta, como mostrado na Figura 2.1, o ganho de tensão começa a ficar mais atrativo, porém, para um ganho de tensão alto, a razão cíclica ainda precisa ser bastante elevada, o que pode ser contornado aumentando o valor da relação de transformação  $N$ .

Figura 2.1 – Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) dos conversores Ćuk, Zeta, SEPIC e *Boost*.



Fonte: Autor.

Conversores como o *Buck-Boost* e *Zeta* têm o interruptor  $S$  em série com a fonte de tensão de entrada, isso faz com que a corrente de entrada seja descontínua. Já os conversores *Boost*, Ćuk e SEPIC têm um indutor em série com a fonte de entrada, dessa forma a corrente de entrada será contínua. Por outro lado, os conversores *Boost*, *Buck-Boost* e SEPIC têm a corrente de saída descontínua por terem diodos que permanecem reversamente polarizados em determinado período. Contudo, os conversores Ćuk e *Zeta* tem um indutor em série na saída, permitindo que a corrente de saída seja contínua para operação em CCM (DREHER, 2012), onde  $D_1$  é a razão-cíclica do conversor *Boost* e  $D_2$  a razão-cíclica do segundo conversor em cascata.

Conversores CC-CC em cascata têm um elevado ganho de tensão. A Tabela 2.2, apresenta o conversor *Boost* em cascata com as topologias básicas de um único interruptor. O ganho estático é obtido pela multiplicação do valor do ganho do primeiro conversor com ganho do segundo conversor. Cada conversor pode operar individualmente, permitindo uma maior flexibilidade. Por outro lado, a eficiência também é multiplicada pelo valor da eficiência de cada estágio, o que reduz a eficiência global do conversor (DREHER, 2012).

Tabela 2.2 – Conversor *Boost* em cascata com topologias básicas de um único interruptor.

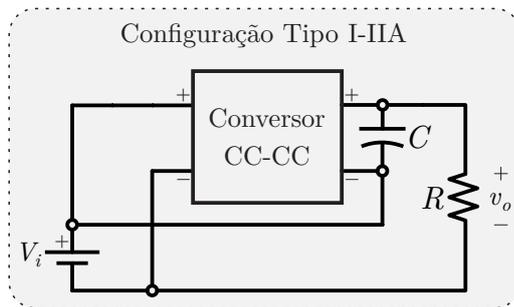
Conversor	Circuito	Ganho estático $M_{CCM}$
<i>Boost + Boost</i>		$\frac{1}{(1 - D_1)(1 - D_2)}$
<i>Boost + Buck-Boost</i>		$\frac{D_2}{(1 - D_1)(1 - D_2)}$
<i>Boost + Forward</i>		$\frac{ND_2}{1 - D_1}$
<i>Boost + Ćuk Isolado</i>		$\frac{ND_2}{(1 - D_1)(1 - D_2)}$
<i>Boost + SEPIC Isolado</i>		$\frac{ND_2}{(1 - D_1)(1 - D_2)}$
<i>Boost + Zeta Isolado</i>		$\frac{ND_2}{(1 - D_1)(1 - D_2)}$
<i>Boost + Flyback</i>		$\frac{ND_2}{(1 - D_1)(1 - D_2)}$

Fonte: Autor.

### 2.1.1 Redução do processamento redundante de potência em conversores

Na tentativa de aumentar a eficiência geral de conversão, o conceito de R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> foi introduzido e formalizado em (TSE; CHOW; CHEUNG, 2000). A ideia é ter uma fração da potência total de saída processada apenas por um dos estágios de conversão, mantendo as características favoráveis da abordagem das duas etapas. A partir desta ideia muitas configurações são possíveis e podem ser encontradas em (TSE; CHOW, 2000). A implementação mais simples do conceito R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> é a baseada na configuração I-IIA que é ilustrada na Figura 2.2.

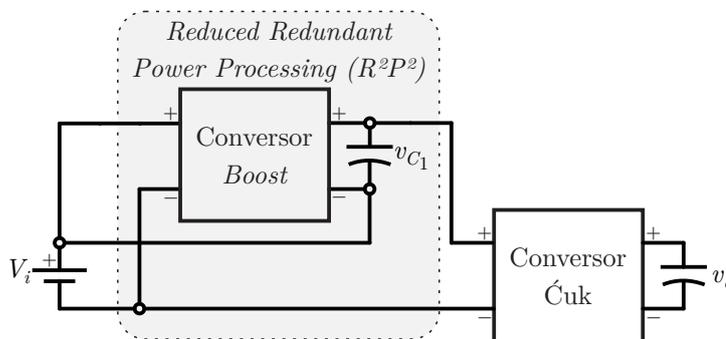
Figura 2.2 – Configuração Tipo I-IIA.



Fonte: Autor.

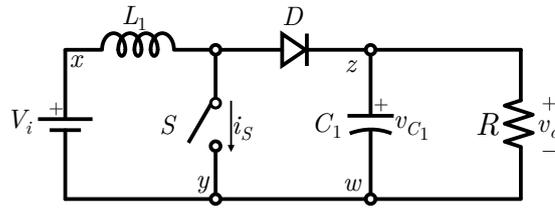
O princípio da redução de processamento redundante de potência ( $R^2P^2$ ) para o conversor *Boost* quadrático foi proposto por (MORALES-SALDANA et al., 2014). Este conversor é composto por dois estágios de conversão CC-CC conectados em uma configuração da tensão de saída empilhada com a tensão de entrada. Utilizando este mesmo princípio, a Figura 2.3 demonstra o esquemático de ligação utilizando a técnica  $R^2P^2$  a um conversor Ćuk.

Figura 2.3 – Configuração Tipo I-IIA conectada ao conversor Ćuk.

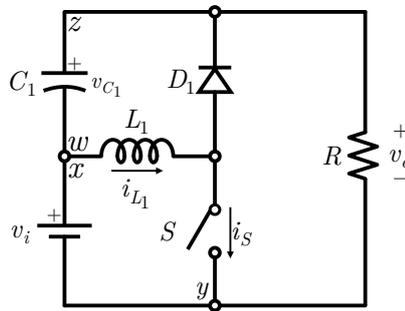


Fonte: Autor.

Utilizando a técnica de  $R^2P^2$ , que é apresentada na Figura 2.2. No conversor *Boost* (Figura 2.4) é gerada a topologia apresentada na Figura 2.5. Essa abordagem consiste em desconectar o terminal  $w$  do capacitor  $C_1$ , movendo-o para o ponto  $x$  representados na Figura 2.4. Após aplicar o conceito  $R^2P^2$  tipo I-IIA no conversor *Boost*, o circuito resultante pode ser visto na Figura 2.5. O conversor resultante é um circuito equivalente ao conversor *Boost*. Esta topologia se sobressai devido à tensão no capacitor  $C_1$  ser a tensão de saída menos a tensão da fonte.

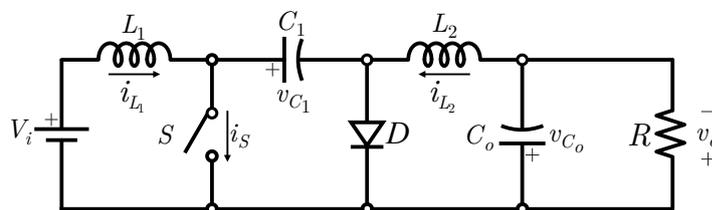
Figura 2.4 – Conversor *Boost*.

Fonte: Autor.

Figura 2.5 – Conversor equivalente ao *Boost*.

Fonte: Autor.

Conforme a Figura 2.3, essa técnica pode ser associada ao conversor *Ćuk*, que pode ser visto na Figura 2.6, e foi apresentado por Slobadan *Ćuk* em 1977. Esse conversor CC-CC tem a capacidade de fazer a transferência de energia entre duas fontes CC de corrente. Por ter indutores na entrada e saída, este conversor possui baixa ondulação de corrente (*ĆUK*; MIDDLEBROOK, 1977).

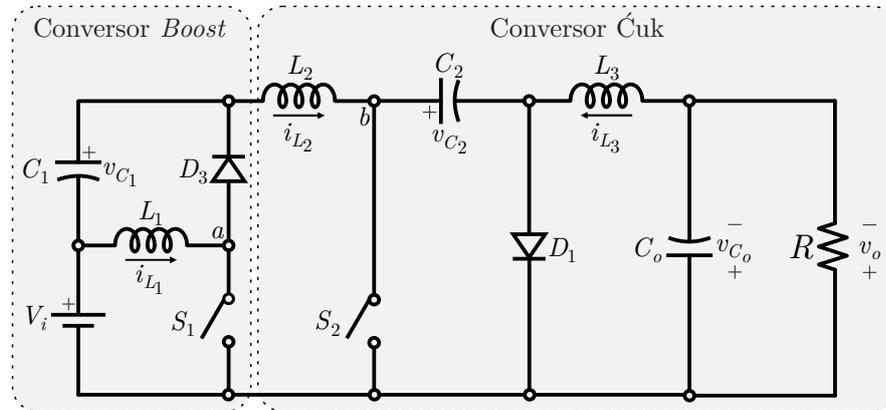
Figura 2.6 – Conversor *Ćuk*.

Fonte: Autor.

Aplicando a técnica R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>, pode-se associar os conversores *Boost* e *Ćuk*, ilustrados na Figura 2.7. Como pode ser visto, o conversor resultante possui dois interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , o que é uma desvantagem comparada às suas topologias base. Desta forma, o interruptor  $S_1$  pode ser substituído por um diodo, entre os pontos  $a$  e  $b$ , como é apresentando

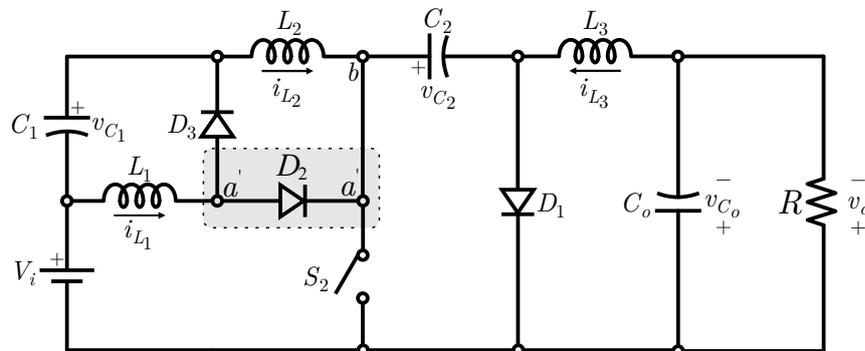
em (ANDRADE; MARTINS, 2017). Com isso, é proposto o conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> que é apresentado na Figura 2.8.

Figura 2.7 – Conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> com dois interruptor.



Fonte: Autor.

Figura 2.8 – Conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> com um interruptor.

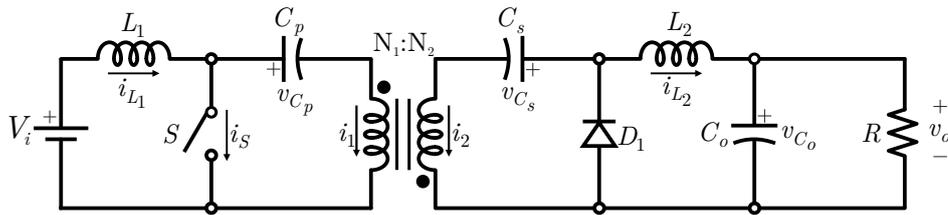


Fonte: Autor.

### 2.1.2 Isolação para o conversor $\acute{C}$ uk

Em (MIDDLEBROOK;  $\acute{C}$ UK, 1978) foi proposto o conversor  $\acute{C}$ uk Isolado, Figura 2.9. Esta topologia foi desenvolvida com a adição de um transformador de enrolamento simples, capacitores de bloqueio no primário e secundário. O transformador fornece isolamento galvânico e conversão de tensão dependendo de sua relação de espiras  $\frac{N_1}{N_2}$ . O diodo fornece um caminho para recarregar os capacitores de bloqueio CC quando o interruptor do primário está ativo.

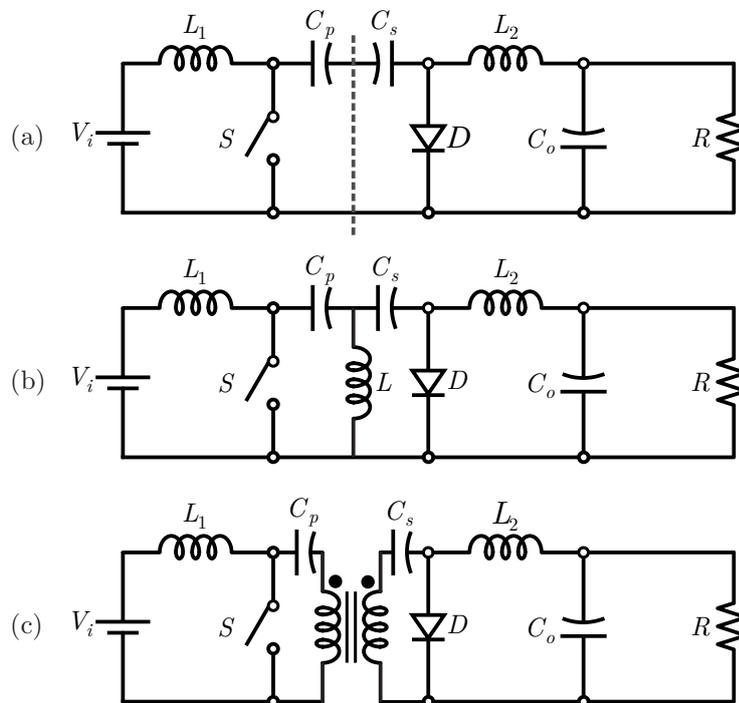
Figura 2.9 – Conversor Ćuk isolado.



Fonte: Autor.

A isolação do conversor pode ser feita seguindo as três etapas ilustradas na Figura 2.10. Na primeira etapa, Figura 2.10(a), separa-se o capacitor em duas capacitâncias em série  $C_p$  e  $C_s$ . Na segunda etapa, Figura 2.10(b), a tensão entre os capacitores  $C_p$  e  $C_s$  é indeterminada, então esta tensão indeterminada pode ser ajustada em zero, colocando-se uma indutância entre os capacitores e o terra. Na terceira etapa, 2.10(c), pode-se fazer a separação da indutância extra em dois enrolamentos de transformador iguais, que vão fornecer isolamento entre entrada e saída (ĆUK, 1980).

Figura 2.10 – Etapas para adicionar isolação ao conversor Ćuk.

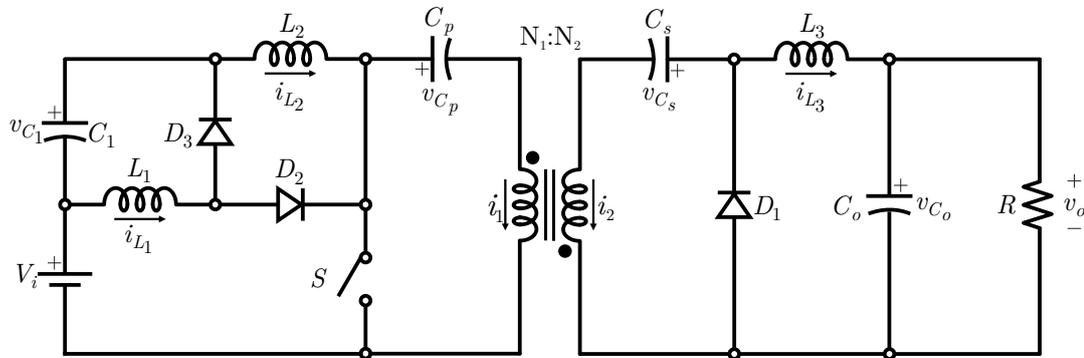


Fonte: Adaptado de (ĆUK, 1980).

Aplicando o conceito de isolação proposto por Ćuk (1980) ao conversor da Figura 2.8, chega-se ao conversor Ćuk  $R^2P^2$  isolado que pode ser visto na Figura 2.11. Entretanto,

para chegar a uma tensão de 400 V o ganho estático deste conversor ainda é baixo, sendo preciso ter uma razão cíclica maior que 0,5.

Figura 2.11 – Conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.

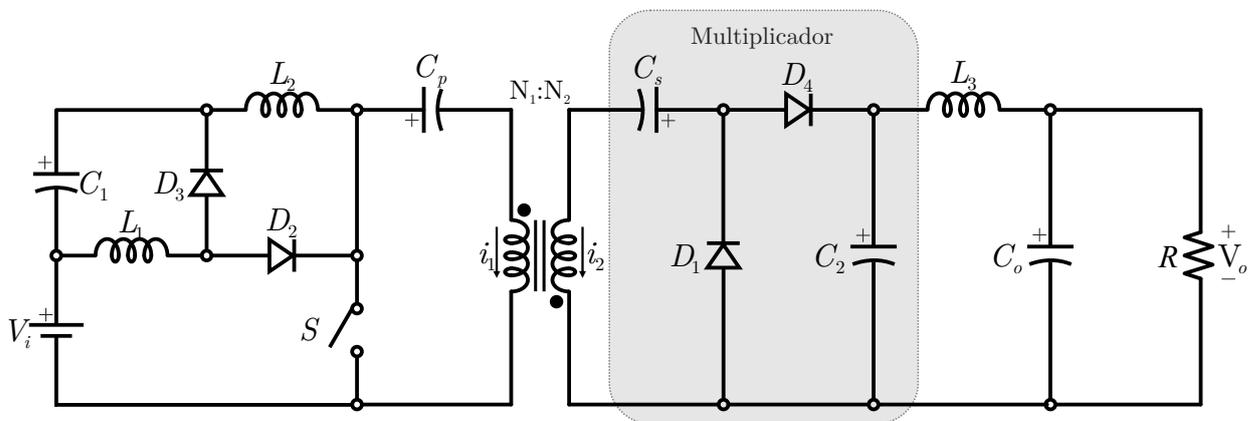


Fonte: Autor.

### 2.1.3 Multiplicador de tensão em conversores

Uma outra abordagem para aumentar o ganho estático dos conversores que possuem transformador é através da utilização de multiplicadores de tensão, como visto na Figura 2.12. Essa técnica basicamente copia a tensão do secundário, sendo que a tensão no secundário é  $N$  vezes maior que a tensão no primário. Nesse sentido, em (ANDRADE; HEY; MARTINS, 2017) foi discutido o uso de um multiplicador de tensão no secundário do conversor com transformador ou indutor acoplado.

Figura 2.12 – Conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

Assim, utilizando essa técnica no conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado é gerado a topologia apresentada na Figura 2.12. Como pode ser visto, essa estrutura agrega o multiplicador ao conversor, tendo como principais vantagens: maior ganho de tensão; grampeamento natural, fazendo com que a tensão sobre o diodo  $D_1$  fique grampeada no valor da tensão de saída  $V_o$ ; e tendo uma diminuição do volume do filtro de saída, por conta da tensão sobre o indutor  $L_3$  ser a diferença entre a tensão  $V_{C_2}$  e  $V_{C_o}$ .

## 2.2 MÓDULO FOTOVOLTAICO

Para uma aplicação prática o estágio elevador de tensão deve ser conectado a um barramento típico de 400 V, conforme ilustrado na Figura 2.13. É necessário obter as especificações de um painel fotovoltaico. A partir disso, pode-se calcular o ganho de tensão que o conversor deve fornecer.

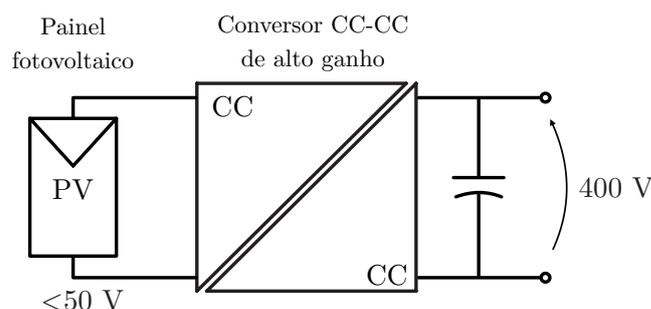
O modelo de painel escolhido foi o CS5A-200M, da empresa Canadian Solar<sup>®</sup>. Na Tabela 2.3 são listadas as principais informações do painel para a condição padrão de ensaio (STC - *Stanard Teste Conditions*) de 1000 W/m<sup>2</sup>, 25 °C e AM (*Air Mass* - massa de ar)

Tabela 2.3 – Especificações do painel fotovoltaico.

Parâmetro	Descrição	Valor
$P_{max}$	Potência máxima	200 W
$V_{mpp}$	Tensão de máxima potência	37,4 V
$I_{mp}$	Corrente de máxima potência	5,35 A
$V_{oc}$	Tensão de circuito aberto	45,3 V
$I_{sc}$	Corrente de curto circuito	5,71 A

Fonte: Adaptado de (SOLAR, 2014).

Figura 2.13 – Inversor módulo integrado com conversor CC-CC isolado e barramento CC.



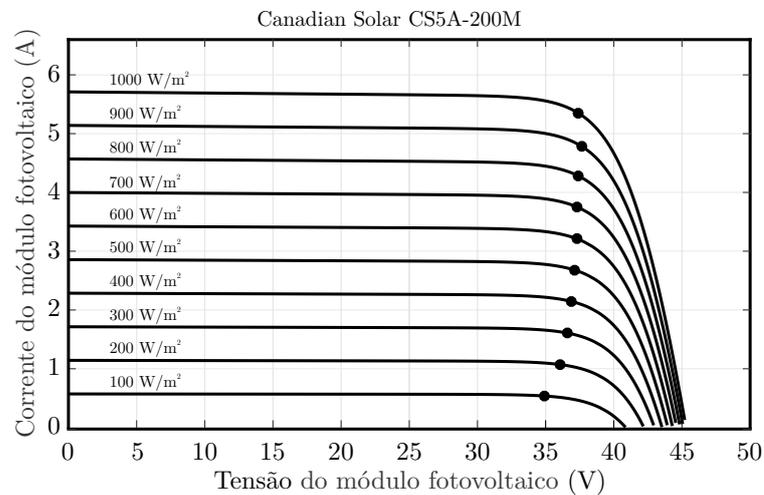
Fonte: Autor.

A partir das especificações do painel, para um barramento típico de 400 V o ganho é calculado por

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{400V}{37,4 V} = 10,69. \quad (2.1)$$

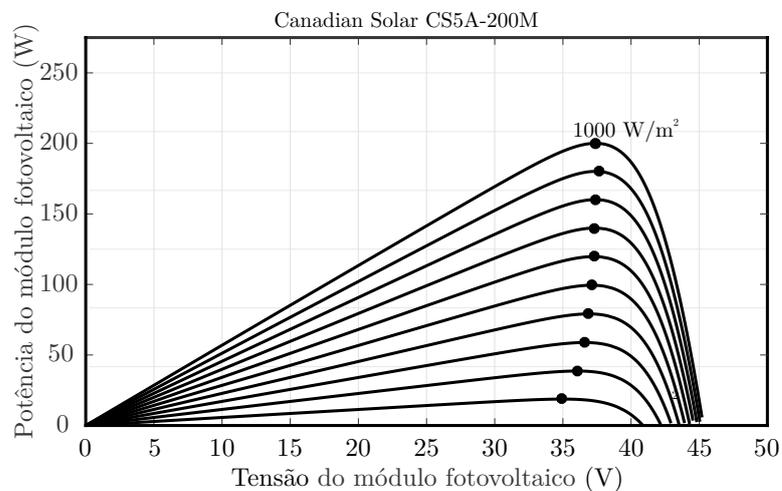
A Figura 2.14 mostra que com temperatura constante, a tensão no ponto de máxima potência tem pouca variação, tendo o menor valor em 100 W/m<sup>2</sup> (34,93 V) e o maior valor em 900 W/m<sup>2</sup> (37,63 V). Na Figura 2.15 demonstra-se a potência correspondente no ponto de MPP para cada uma das irradiações. Como pode ser visto, com 1000 W/m<sup>2</sup> tem-se uma potência correspondente de 200 W.

Figura 2.14 – Curvas de corrente × tensão para diferentes pontos de irradiância.



Fonte: Autor.

Figura 2.15 – Curvas de potência *versus* tensão para diferentes pontos de irradiância.



Fonte: Autor.

### 2.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os conversores estáticos mais utilizados, a revisão sobre as técnicas de ganho de tensão que podem ser utilizadas nesses conversores, assim como o uso de isolamento galvânica. A partir das análises feitas são propostos três novas topologias de conversores CC-CC de alto ganho de tensão baseados no conversor  $\acute{C}uk$ , sendo  $\acute{C}uk R^2P^2$ ,  $\acute{C}uk R^2P^2$  Isolado e  $\acute{C}uk R^2P^2$  Isolado com Multiplicador de Tensão.

### 3 ANÁLISE DA OPERAÇÃO DOS CONVERSORES BÁSICOS

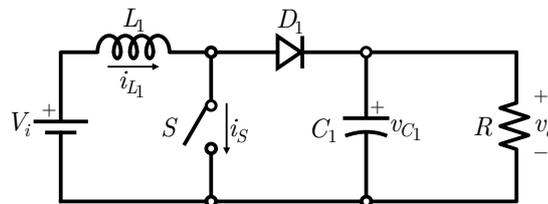
Este capítulo apresenta as informações básicas sobre os conversores *Boost*, *Ćuk* e *Ćuk* Isolado. O estudo faz uma análise da operação do circuito, demonstrando as principais formas de ondas e o cálculo do ganho estático. A análise do princípio de operação é baseada no modo de condução de corrente contínua (CCM) e os elementos do circuito são considerados ideais.

#### 3.1 CONVERSOR *BOOST*

##### 3.1.1 Análise do Conversor *Boost*

O conversor *Boost*, apresentado na Figura 3.1, é um conversor de segunda ordem e possui duas etapas de operação. A primeira ocorre quando o interruptor está em condução e a segunda quando o diodo está em condução. A tensão de entrada do conversor é representada pela fonte de tensão  $V_i$  e a tensão de saída é representada por  $V_o$ . O indutor é representado por  $L_1$ , o diodo por  $D_1$  e o capacitor por  $C_1$ . A variável  $R$  representa a carga de saída o conversor.

Figura 3.1 – Circuito do conversor *Boost*.



Fonte: Autor.

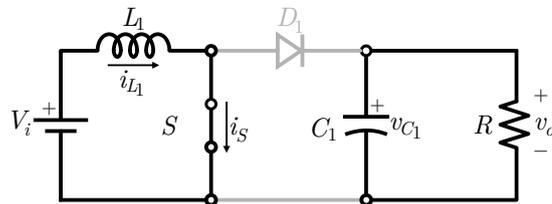
Para simplificar a análise do conversor, foram assumidas as seguintes condições para um período de chaveamento:

- O conversor opera em regime permanente;
- As tensões de entrada  $V_i$  e de saída  $V_o$  são constantes;
- O capacitor  $C_1$  é suficientemente grande para que se possa assumir a tensão  $V_{C_1}$  constante;
- A indutância  $L_1$  foi projetada de forma que a corrente não chegue a zero;
- Todos os componentes são ideais.

### 3.1.1.1 Primeira etapa ( $t_0-t_1$ ) conversor Boost

Quando o interruptor do conversor está em condução, o circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 3.2. Durante esta etapa, a fonte fornece energia para o indutor, fazendo com que a corrente cresça linearmente do valor inicial ( $i_L(0)$ ) até o valor final ( $i_L(DT_s)$ ) com taxa de variação limitada pelo valor de  $L_1$ . A tensão de saída nessa etapa é a tensão que está sobre o capacitor. O diodo está reversamente polarizado ( $V_o > V_i$ ), e portanto, não conduz nessa etapa, fazendo que a carga seja alimentada apenas pelo capacitor.

Figura 3.2 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor *Boost*.



Fonte: Autor.

As principais variáveis do circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente no indutor  $L$  é expressa por

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_i}{L_1}t + i_{L_1}(t_0). \quad (3.1)$$

A corrente no interruptor é igual à corrente de entrada, portanto

$$i_S(t) = i_{L_1}(t). \quad (3.2)$$

A corrente no diodo nesta etapa é zero,

$$i_{D_1}(t) = 0. \quad (3.3)$$

Como o interruptor  $S$  encontra-se em condução, a tensão sobre ele é zero,

$$v_S(t) = 0. \quad (3.4)$$

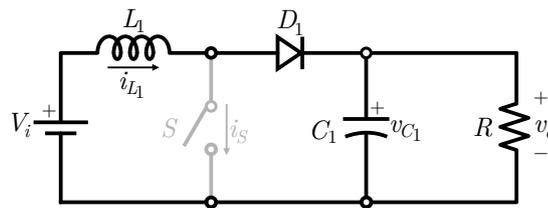
O diodo  $D_1$  está bloqueado, assim a tensão sobre o diodo é dada por

$$v_{D_1}(t) = -V_o. \quad (3.5)$$

3.1.1.2 Segunda etapa ( $t_1-t_2$ ) conversor Boost

Quando o interruptor do conversor não está conduzindo, o diodo entra em condução. O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 3.3. Durante esta etapa, o indutor passa a desmagnetizar no modo CCM. Como a tensão de saída é a somatória da tensão da fonte, mais a tensão sobre o indutor, o diodo passa a conduzir.

Figura 3.3 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor Boost



Fonte: Autor.

As principais variáveis do circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente no indutor  $L_1$  é expressa por

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_i - V_o}{L_1}t + i_{L_1}(t_1). \quad (3.6)$$

A corrente no interruptor é igual a zero, portanto

$$i_S(t) = 0. \quad (3.7)$$

A corrente no diodo nesta etapa é igual à corrente no indutor

$$i_{D_1}(t) = i_{L_1}(t). \quad (3.8)$$

Como o interruptor encontra-se bloqueado, a tensão sobre ele é dada por

$$v_S(t) = V_o. \quad (3.9)$$

O diodo  $D_1$  está conduzindo, assim

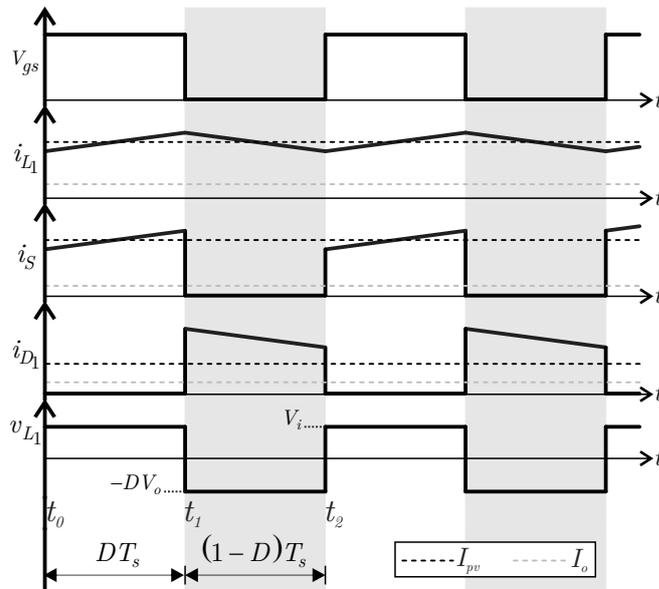
$$v_{D_1}(t) = 0. \quad (3.10)$$

Esta etapa dura até o acionamento do interruptor  $S$ , iniciando um novo período de chaveamento.

### 3.1.1.3 Principais formas de ondas do conversor Boost

A Figura 3.4 mostra as principais formas de onda do conversor durante um período de chaveamento  $T_s$ .

Figura 3.4 – Formas de onda em modo de condução contínua do conversor Boost.



Fonte: Autor.

## 3.1.2 Tensão no capacitor do conversor Boost

A tensão no capacitor  $C_1$ , e a tensão de saída são definidas por

$$V_{C_1} = V_i \frac{1}{1-D}, \quad (3.11)$$

$$V_o = V_i \frac{1}{1-D} = V_{C_1}. \quad (3.12)$$

### 3.1.2.1 Análise do ganho estático do conversor Boost

Para encontrar o ganho estático do conversor parte-se do princípio que o conversor opera em regime permanente. Com isto, pode-se afirmar que a variação da energia armazenada na indutância  $L_1$  durante um período de chaveamento é nula. Isto implica

em

$$\int_0^{T_s} v_{L_1}(t) dt = 0. \quad (3.13)$$

No modo de condução contínua, o conversor apresenta duas etapas de operação, a equação (3.13) pode ser reescrita na equação (3.14)

$$\int_0^{DT_s} v_{L_1}(t) dt + \int_{DT_s}^{T_s} v_{L_1}(t) dt = 0, \quad (3.14)$$

onde

$$\int_0^{DT_s} v_{L_1}(t) dt = V_i DT_s, \quad (3.15)$$

$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L_1}(t) dt = (V_i - V_o) T_s (1 - D). \quad (3.16)$$

Resolvendo (3.14) pode-se encontrar a equação (3.17):

$$V_i D + (V_i - V_o)(1 - D) = 0. \quad (3.17)$$

Substituindo-se as equações (3.15) e (3.16) na equação (3.14) e resolvendo a para  $\frac{V_o}{V_i}$ , encontra-se a equação (3.18) que representa o ganho estático do conversor *Boost*, em modo de condução contínua

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D}. \quad (3.18)$$

A Figura 3.5 representa o ganho estático do conversor *Boost* para diferentes valores de razão-cíclica. Com isso, pode-se observar que a razão-cíclica necessária para alcançar o ganho estático  $M = 10,695$  deve ser  $D = 0,906$  definido por

$$D = 1 - \frac{1}{M}. \quad (3.19)$$

## 3.2 CONVERSOR ČUK

Esta seção apresenta as informações básicas do conversor Čuk, faz análise da operação do circuito, demonstra as principais formas de ondas e cálculo do ganho estático. A análise do princípio de operação é baseada no modo de condução de corrente contínua (CCM) e os elementos do circuito são considerados ideais.

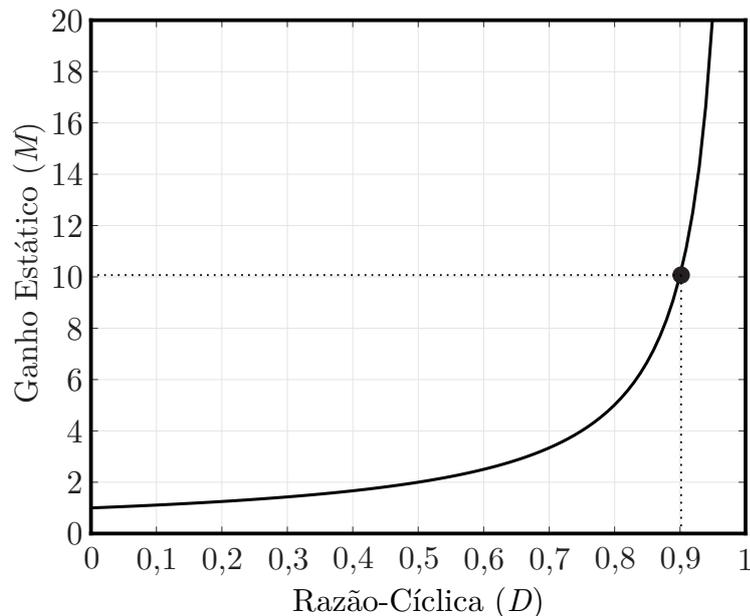
### 3.2.1 Análise do Conversor Ćuk

O conversor Ćuk, apresentado na Figura 3.6, é um conversor de quarta ordem e possui duas etapas de operação: a primeira ocorre quando o interruptor está em condução, e a segunda quando o diodo está em condução. A tensão de entrada do conversor é representada pela fonte de tensão  $V_i$ , e a tensão de saída é representada por  $V_o$ . Os indutores são representados por  $L_1$  e  $L_2$ , o diodo por  $D_1$ , e os capacitores por  $C$  e  $C_o$ , e a variável  $R$  representa a carga de saída o conversor.

Para simplificar a análise do conversor, foram assumidas as seguintes condições para um período de chaveamento:

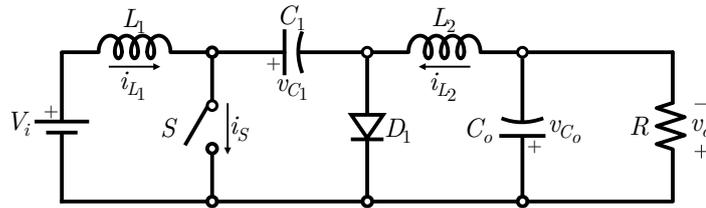
- O conversor opera em regime permanente;
- Tensão de entrada  $V_i$  e  $V_o$  são constantes;
- Os capacitores  $C_o$  e  $C_1$  são suficientemente grandes para assumir que as tensões  $V_{C_o}$  e  $V_{C_1}$  são constante;
- As indutância  $L_1$  e  $L_2$  foram projetadas de forma que a corrente não chegue a zero;
- Todos os componentes são ideais.

Figura 3.5 – Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) do conversor *Boost*



Fonte: Autor.

Figura 3.6 – Circuito do conversor Ćuk.

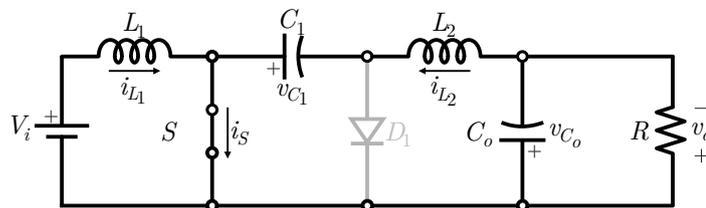


Fonte: Autor.

### 3.2.1.1 Primeira etapa ( $t_0-t_1$ ) conversor Ćuk

Quando o interruptor do conversor está em condução, o circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 3.7. Durante esta etapa, a fonte magnetiza o indutor, fazendo com que a corrente cresça linearmente com taxa de variação limitada pelo valor de  $L_1$ . A corrente no indutor  $L_2$  durante esta etapa vai crescer linearmente. A tensão de saída nessa etapa é a tensão que está sobre o capacitor  $C_o$  e o diodo está reversamente polarizado, portanto não conduz.

Figura 3.7 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor Ćuk.



Fonte: Autor.

As principais variáveis do circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente no indutor  $L_1$  é expressa por

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_i}{L_1}t + i_{L_1}(t_0). \quad (3.20)$$

A corrente no indutor  $L_2$  é dada por

$$i_{L_2}(t) = \frac{V_o + V_{C_1}}{L_2}t + i_{L_2}(t_0). \quad (3.21)$$

A corrente no interruptor é

$$i_S(t) = i_{L_1}(t) + i_{L_2}(t). \quad (3.22)$$

A corrente no diodo nesta etapa é zero,

$$i_{D_1}(t) = 0. \quad (3.23)$$

Como o interruptor encontra-se em condução, a tensão sobre ele é zero,

$$v_s(t) = 0. \quad (3.24)$$

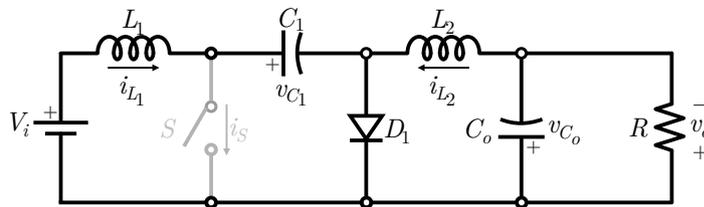
O diodo  $D_1$  está bloqueado, assim a tensão sobre o diodo é dada por

$$v_{D_1}(t) = V_i + V_o. \quad (3.25)$$

### 3.2.1.2 Segunda etapa ( $t_1$ - $t_2$ ) conversor Ćuk

No modo CCM, quando o interruptor do conversor não está conduzindo, o diodo entra em condução. O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 3.8. Durante esta etapa, o indutor  $L_1$  passa a desmagnetizar-se, e a tensão de saída é a somatória de  $(-V_i + V_{L_1} + V_C - V_{L_2})$ . A energia armazenada no indutor  $L_2$  é transferida para o capacitor  $C_o$ , portanto a corrente no indutor vai decrescer linearmente.

Figura 3.8 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor Ćuk.



Fonte: Autor.

As principais variáveis do circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente no indutor  $L_1$  é expressa por

$$i_{L_1}(t) = -\frac{V_i - V_{C_1}}{L_1}t + i_{L_1}(t_1). \quad (3.26)$$

A corrente no indutor  $L_2$  é dada por

$$i_{L_2}(t) = -\frac{V_o}{L_2}t + i_{L_2}(t_1). \quad (3.27)$$

A corrente no interruptor é

$$i_s(t) = 0. \quad (3.28)$$

A corrente no diodo nesta etapa é

$$i_{D_1}(t) = i_{L_1}(t) + i_{L_2}(t). \quad (3.29)$$

Como o interruptor encontra-se bloqueado, a tensão é dada por

$$v_S(t) = V_i + V_o. \quad (3.30)$$

O diodo  $D_1$  está conduzindo, assim

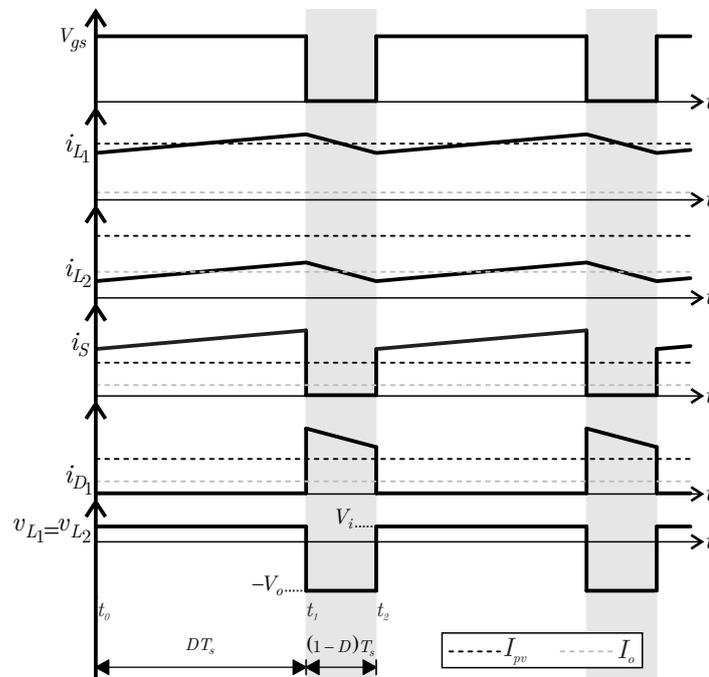
$$v_{D_1}(t) = 0. \quad (3.31)$$

Esta etapa dura até o acionamento do interruptor  $S$ , iniciando assim um novo período de chaveamento.

### 3.2.1.3 Principais formas de ondas do conversor $\acute{C}$ uk

A Figura 3.9 mostra as principais formas de onda do conversor durante um período de chaveamento  $T_s$ .

Figura 3.9 – Formas de onda em modo de condução contínua do conversor  $\acute{C}$ uk.



Fonte: Autor.

### 3.2.2 Tensão nos capacitores do conversor *Ćuk*

A tensão de saída é definida por

$$V_o = V_i \frac{D}{1-D}. \quad (3.32)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_o}$  é dada por

$$V_{C_o} = V_o. \quad (3.33)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_1}$  é

$$V_{C_1} = V_i \frac{1}{1-D}. \quad (3.34)$$

#### 3.2.2.1 Análise do ganho estático do conversor *Ćuk*

Para encontrar o ganho estático do conversor parte-se do princípio que o conversor opera em regime permanente. Com isto, pode-se afirmar que a energia armazenada nas indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  durante um período de chaveamento é nula. Isto implica em

$$\int_0^{T_s} (v_{L1}(t) + v_{L2}(t)) dt = 0. \quad (3.35)$$

No modo de condução contínua, o conversor apresenta duas etapas de operação, e a equação (3.35) pode ser reescrita como:

$$\int_0^{DT_s} (v_{L1}(t) + v_{L2}(t)) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (v_{L1}(t) + v_{L2}(t)) dt = 0, \quad (3.36)$$

onde

$$\int_0^{DT_s} v_{L1}(t) dt = V_i DT_s, \quad (3.37)$$

$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L1}(t) dt = -V_o (1-D) T_s, \quad (3.38)$$

$$\int_0^{DT_s} v_{L2}(t) dt = V_i DT_s, \quad (3.39)$$

$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L2}(t) dt = -V_o (1-D) T_s. \quad (3.40)$$

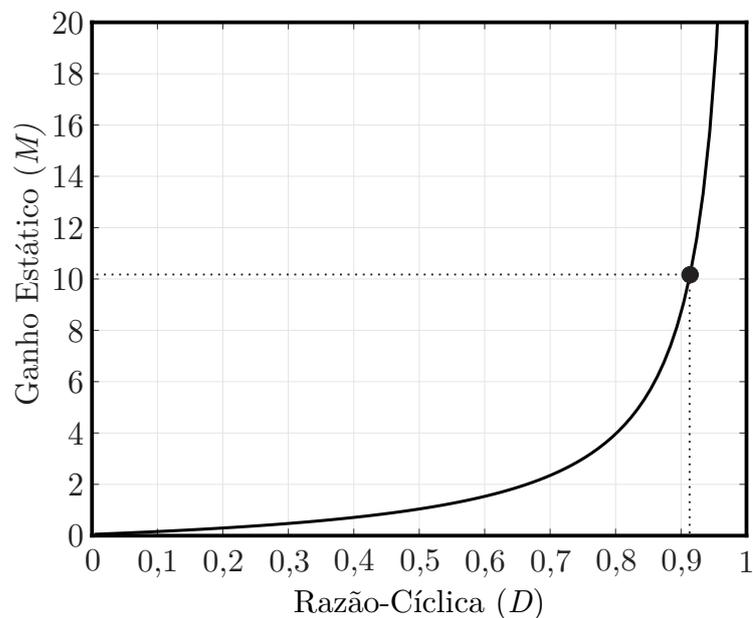
Substituindo-se as equações (3.37) à (3.40) na equação (3.36) e resolvendo para  $\frac{V_o}{V_i}$ , encontra-se a equação (3.41) que representa o ganho estático do conversor Ćuk em modo de condução contínua

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D}. \quad (3.41)$$

A Figura 3.10 representa o ganho estático do conversor Ćuk para diferentes valores de razão-cíclica. Com isso pode-se observar que a razão-cíclica necessária para alcançar o ganho estático  $M = 10,695$  deve ser  $D = 0,914$  definido por

$$D = \frac{M}{M+1}. \quad (3.42)$$

Figura 3.10 – Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) do conversor Ćuk.



Fonte: Autor.

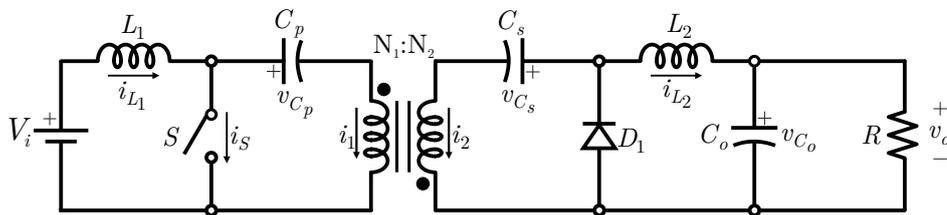
### 3.3 CONVERSOR ĆUK ISOLADO

Esta seção apresenta as informações básicas do conversor Ćuk, faz uma análise da operação do circuito, mostra as principais formas de ondas e cálculo do ganho estático. A análise do princípio de operação é baseada no modo de condução de corrente contínua e os elementos do circuito são considerados ideais.

### 3.3.1 Análise do Conversor Ćuk Isolado

O conversor Ćuk isolado, apresentado na Figura 3.11, é um conversor de quarta ordem e possui duas etapas de operação. A primeira ocorre quando o interruptor está em condução e a segunda quando o diodo está em condução. A tensão de entrada do conversor é representada pela fonte de tensão  $V_i$  e a tensão de saída é representada por  $V_o$ . Os indutores são representados por  $L_1$  e  $L_2$ , o diodo por  $D$  e os capacitores por  $C_p$ ,  $C_s$  e  $C_o$ . A variável  $R$  representa a carga de saída o conversor.

Figura 3.11 – Circuito do conversor Ćuk isolado.



Fonte: Autor.

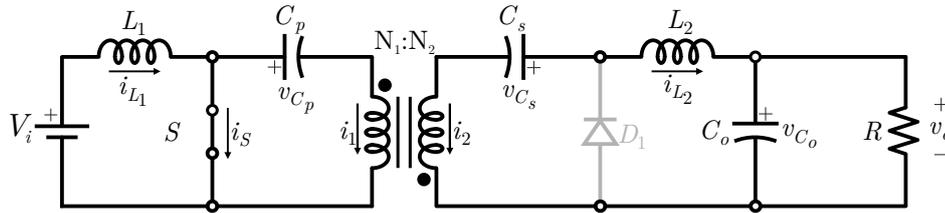
Para simplificar a análise do conversor, foram assumidas as seguintes condições para um período de chaveamento:

- O conversor opera em regime permanente;
- Tensão de entrada  $V_i$  e  $V_o$  são constantes;
- Os capacitores  $C_o$ ,  $C_p$  e  $C_s$  são suficientemente grandes para assumir que as tensões  $V_{C_o}$ ,  $V_{C_p}$  e  $V_{C_s}$  são constantes;
- As indutância  $L_1$  e  $L_2$  foram projetadas de forma que a corrente não chegue a zero;
- Todos os componentes são ideais.

#### 3.3.1.1 Primeira etapa ( $t_0-t_1$ ) conversor Ćuk isolado

Quando o interruptor do conversor está em condução, o circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 3.12. Durante esta etapa, a fonte magnetiza o indutor  $L_1$ , fazendo com que a corrente cresça linearmente com taxa de variação limitada pelo valor de  $L_1$ . A corrente no indutor  $L_2$  vai crescer linearmente e a tensão de saída nessa etapa é a tensão que está sobre o capacitor  $C_o$ . O diodo está reversamente polarizado e portanto não conduz.

Figura 3.12 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor Ćuk isolado.



Fonte: Autor.

As principais variáveis do circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente no indutor  $L_1$  é expressa por

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_i}{L_1}t + i_{L_1}(t_0). \quad (3.43)$$

A corrente no indutor  $L_2$  é expressa por

$$i_{L_2}(t) = \frac{NV_{C_p} + V_{C_s} - V_o}{L_2}t + i_{L_2}(t_0). \quad (3.44)$$

A corrente no interruptor é

$$i_S(t) = i_{L_1}(t) + Ni_{L_2}(t). \quad (3.45)$$

A corrente no diodo nesta etapa é zero, portanto:

$$i_{D_1}(t) = 0. \quad (3.46)$$

Como o interruptor está em condução, a tensão sobre ele é zero,

$$v_S(t) = 0. \quad (3.47)$$

O diodo  $D$  está bloqueado, assim a tensão sobre o diodo é dada por

$$v_{D_1}(t) = -(NV_{C_p} + V_{C_s}). \quad (3.48)$$

### 3.3.1.2 Segunda etapa ( $t_1-t_2$ ) conversor Ćuk isolado

Quando o interruptor do conversor não está conduzindo, o diodo entra em condução. O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 3.13. Durante esta etapa, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  passam a se desmagnetizarem-se. A energia armazenada no indutor  $L_2$  é transferida para o capacitor  $C_o$ . Portanto, a corrente no indutor  $i_{L_2}$  vai

decrecer linearmente. As principais variáveis do circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente no indutor  $L_1$  é expressa por

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_i - V_{C_p} - \frac{V_{C_s}}{N}}{L_1}t + i_{L_1}(t_1). \quad (3.49)$$

A corrente no indutor  $L_2$  é definida como

$$i_{L_2}(t) = -\frac{V_o}{L_2}t + i_{L_2}(t_1). \quad (3.50)$$

A corrente no interruptor é zero,

$$i_S(t) = 0. \quad (3.51)$$

A corrente no diodo nesta etapa é

$$i_{D_1}(t) = \frac{i_{L_1}(t)}{N} + i_{L_2}(t). \quad (3.52)$$

O interruptor encontra-se bloqueado, e sua a tensão é dada por

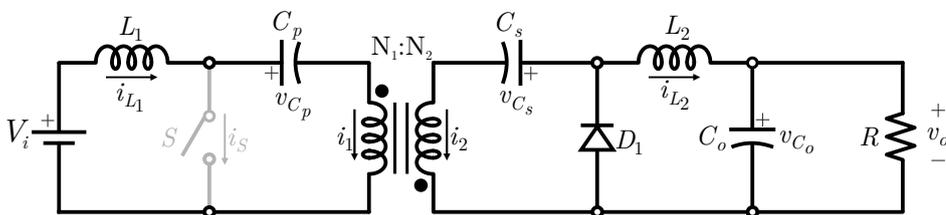
$$v_S(t) = \frac{V_{C_s}}{N} + V_{C_p}. \quad (3.53)$$

O diodo  $D$  está conduzindo, assim

$$v_{D_1}(t) = 0. \quad (3.54)$$

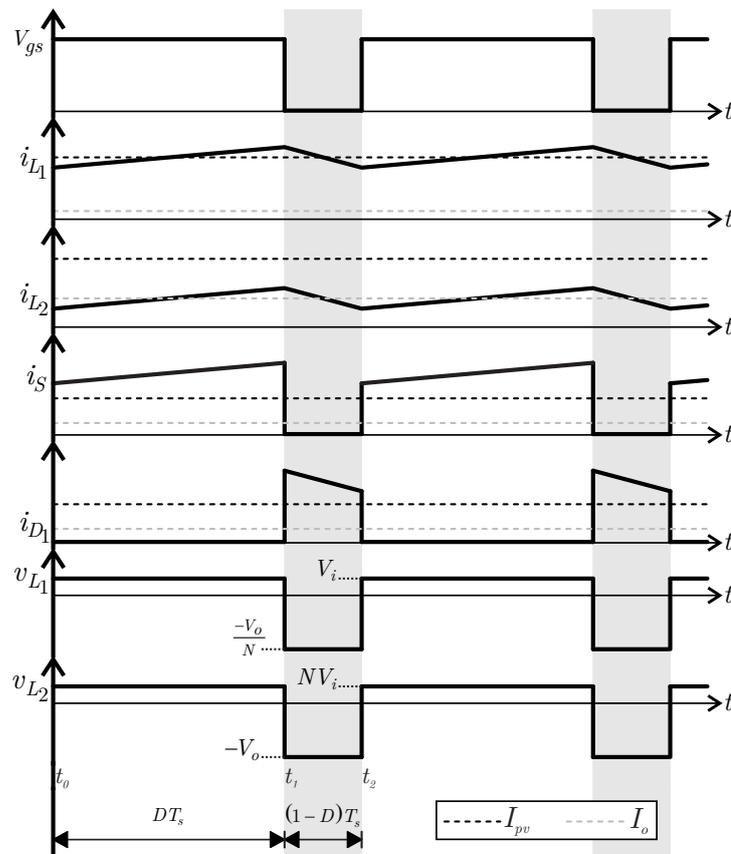
Esta etapa dura até o acionamento do interruptor  $S$ , iniciando, assim, um novo período de chaveamento.

Figura 3.13 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor  $\hat{C}$ uk isolado.



Fonte: Autor.

Figura 3.14 – Formas de onda em modo de condução contínua do conversor Ćuk isolado.



Fonte: Autor.

### 3.3.1.3 Principais formas de ondas do conversor Ćuk isolado

A Figura 3.14 mostra as principais formas de onda do conversor durante um período de chaveamento  $T_s$ .

### 3.3.2 Tensão nos capacitores do conversor Ćuk isolado

A tensão de saída é definida por

$$V_o = V_i \frac{ND}{1-D}. \quad (3.55)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_o}$  é igual a tensão de saída:

$$V_{C_o} = V_o. \quad (3.56)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_p}$  é

$$V_{C_p} = V_i \frac{1}{2(1-D)}. \quad (3.57)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_s}$  é expressa por

$$V_{C_s} = V_i \frac{N}{2(1-D)}. \quad (3.58)$$

### 3.3.2.1 Análise do ganho estático do conversor Ćuk isolado

Para encontrar o ganho estático do conversor parte-se do princípio que o conversor opera em regime permanente. Com isto, pode-se afirmar que a energia variação da armazenada nas indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  durante um período de chaveamento é nula. Portanto pode ser definida por

$$\int_0^{T_s} (v_{L_1} + v_{L_2}) dt = 0. \quad (3.59)$$

No modo de condução contínua, o conversor apresenta duas etapas de operação. A equação (3.59) pode ser reescrita como:

$$\int_0^{DT_s} (v_{L_1}(t) + v_{L_2}(t)) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (v_{L_1}(t) + v_{L_2}(t)) dt = 0, \quad (3.60)$$

onde

$$\int_0^{DT_s} v_{L_1}(t) dt = V_i DT_s, \quad (3.61)$$

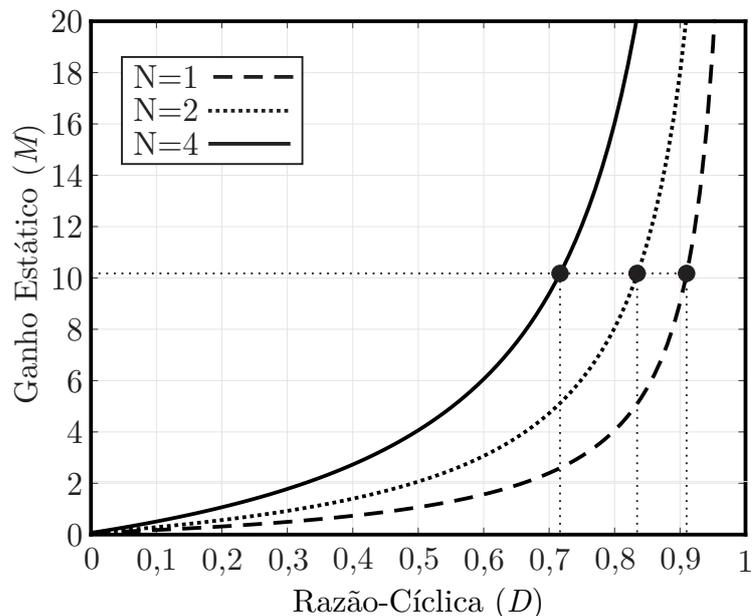
$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L_1}(t) dt = \left( V_i - \frac{V_o}{N} \right) (1-D) T_s, \quad (3.62)$$

$$\int_0^{DT_s} v_{L_2}(t) dt = -D T_s (V_o + N V_i DT_s), \quad (3.63)$$

$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L_2}(t) dt = -T_s V_o (1-D). \quad (3.64)$$

Substituindo-se as equações (3.61) a (3.64) na equação (3.60) e resolvendo para  $\frac{V_o}{V_i}$ , encontra-se a equação (3.65) que representa o ganho estático do conversor Ćuk isolado, em modo de condução contínua

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{ND}{1-D}. \quad (3.65)$$

Figura 3.15 – Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) do conversor Ćuk isolado.

Fonte: Autor.

A Figura 3.15 representa o ganho estático do conversor Ćuk para diferentes valores de razão-cíclica e relação de transformação. Como pode ser visto, quanto maior a relação de transformação, menor deve ser a razão-cíclica necessária para alcançar o ganho estático  $M = \frac{400 V}{37,4 V} = 10,695$ . Que deve ser  $D = 0,727$  para um  $N = 4$  definido pela equação (3.66) que relaciona a razão-cíclica  $D$  com o ganho estático  $M$  e a relação de transformação  $N$ .

$$D = \frac{M}{(M + N)}. \quad (3.66)$$

### 3.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi realizado uma análise sobre os conversores *Boost*, Ćuk e Ćuk isolado. Foi apresentado o funcionamento em modo de condução contínua e foi realizado o cálculo do ganho estático para cada um dos conversores.



## 4 PROJETO E ANÁLISE DA OPERAÇÃO DOS CONVERSORES PROPOSTOS

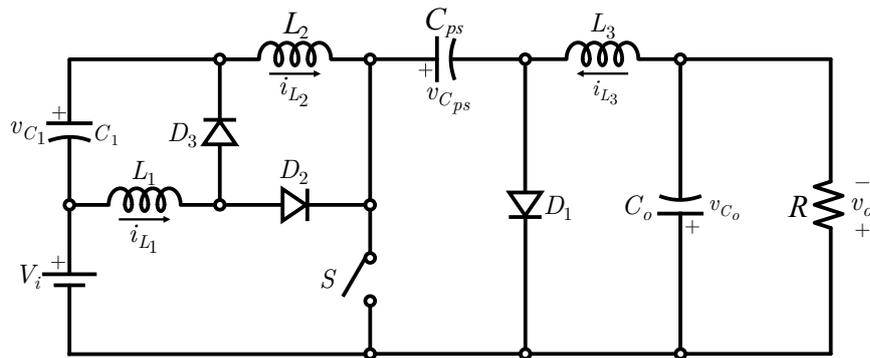
Este capítulo apresenta as informações básicas sobre os conversores  $\hat{C}uk R^2P^2$ ,  $\hat{C}uk R^2P^2$  Isolado e  $\hat{C}uk R^2P^2$  Isolado com Multiplicador. Faz uma análise da operação do circuito, mostra as principais formas de ondas e o cálculo do ganho estático. A análise do princípio de operação é baseada no modo de condução de corrente contínua (CCM) e os elementos do circuito são considerados ideais.

### 4.1 CONVERSOR $\hat{C}uk R^2P^2$

#### 4.1.1 Análise do Conversor $\hat{C}uk R^2P^2$

O conversor  $\hat{C}uk R^2P^2$ , apresentado na Figura 4.1, é um conversor de sexta ordem, e possui duas etapas de operação definidas quando o interruptor está em condução ou bloqueado. A tensão de entrada do conversor é representada pela fonte de tensão  $V_i$ , e a tensão de saída é representada por  $V_o$ . Os indutores são representado por  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$ , os diodos por  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$ , os capacitores por  $C_o$ ,  $C_1$  e  $C_2$ , e a variável  $R$  representa a carga de saída.

Figura 4.1 – Circuito do conversor  $\hat{C}uk R^2P^2$ .



Fonte: Autor.

Para simplificar a análise do conversor, foram assumidas as seguintes condições para um período de chaveamento:

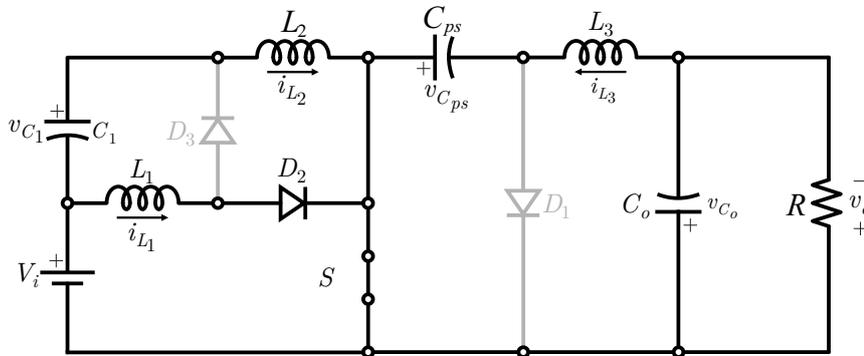
- O conversor opera em regime permanente;
- As Tensões de entrada  $V_i$  e saída  $V_o$  são constantes;

- Os capacitores  $C_o$ ,  $C_1$  e  $C_{ps}$  são suficientemente grandes para assumir que as tensões  $V_{C_o}$ ,  $V_{C_1}$  e  $V_{C_2}$  são constantes;
- As indutâncias  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  foram projetadas de forma que a corrente não chegue a zero;
- Todos os componentes são ideais.

#### 4.1.1.1 Primeira etapa ( $t_0-t_1$ ) conversor Ćuk $R^2P^2$

Quando o interruptor do conversor está em condução, o circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 4.2. Durante esta etapa, a fonte magnetiza os indutores  $L_1$  e  $L_2$ , fazendo com que a corrente cresça linearmente com taxa de variação limitada pela suas respectivas indutâncias,  $L_1$  e  $L_2$ . A corrente no indutor  $L_3$  durante esta etapa vai crescer linearmente. A tensão de saída nessa etapa é a tensão que está sobre o capacitor  $C_1$ , e os diodos  $D_3$  e  $D_1$  estão reversamente polarizados, portanto não vão conduzir, fazendo que a carga seja alimentada apenas pelo capacitor  $C_o$ .

Figura 4.2 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor Ćuk  $R^2P^2$ .



Fonte: Autor.

As principais variáveis do circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente no indutor  $L_1$  é expressa por

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_i}{L_1}t + i_{L_1}(t_0). \quad (4.1)$$

A corrente no indutor  $L_2$  é igual a

$$i_{L_2}(t) = \frac{V_i + V_{C_1}}{L_2}t + i_{L_2}(t_0). \quad (4.2)$$

A corrente no indutor  $L_3$  é dada por

$$i_{L_3}(t) = \frac{V_{C_{ps}} - V_o}{L_3}t + i_{L_3}(t_0). \quad (4.3)$$

A corrente no interruptor é definida por

$$i_S(t) = i_{L_1}(t) + i_{L_2}(t) + i_{L_3}(t). \quad (4.4)$$

A corrente no diodo  $D_1$  nesta etapa é zero, portanto:

$$i_{D_1}(t) = 0. \quad (4.5)$$

A corrente no diodo  $D_2$  nesta etapa dada por

$$i_{D_2}(t) = i_{L_1}(t). \quad (4.6)$$

A corrente no diodo  $D_3$  nesta etapa é zero,

$$i_{D_3}(t) = 0. \quad (4.7)$$

Como o interruptor encontra-se em condução, a tensão sobre ele é zero,

$$v_S(t) = 0. \quad (4.8)$$

O diodo  $D_1$  está bloqueado, assim a tensão sobre o diodo é dada por

$$v_{D_1}(t) = -V_{C_2}. \quad (4.9)$$

O diodo  $D_2$  está conduzindo, assim

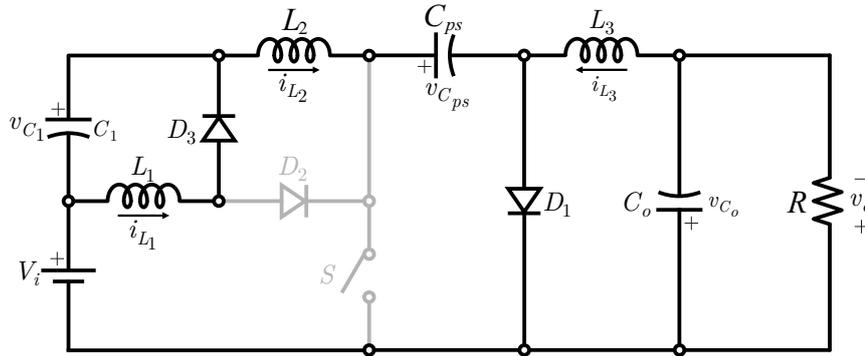
$$v_{D_2}(t) = 0. \quad (4.10)$$

O diodo  $D_3$  está bloqueado, e a tensão sobre o ele é

$$v_{D_3}(t) = -(V_i + V_{C_1}). \quad (4.11)$$

#### 4.1.1.2 Segunda etapa ( $t_1$ - $t_2$ ) conversor $\acute{C}uk R^2P^2$

Quando o interruptor do conversor não está conduzindo, os diodos  $D_3$  e  $D_1$  entram em condução. Já o diodo  $D_2$  não vai conduzir nesta etapa. O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 4.3. Durante esta etapa os indutores  $L_2$  e  $L_2$  passam a se desmagnetizar-se. A tensão de saída é a somatória de  $(-V_i - V_{C_1} + V_{L_2} + V_{C_{ps}} - V_{L_3})$ . A energia armazenada no indutor  $L_3$  é transferida para o capacitor  $C_o$ , portanto a corrente no indutor vai decrescer linearmente.

Figura 4.3 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>.

Fonte: Autor.

As principais variáveis do circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente no indutor  $L_1$  é expressa por

$$i_{L_1}(t) = -\frac{V_{C_1}}{L_1}t + i_{L_1}(t_1). \quad (4.12)$$

A corrente no indutor  $L_2$  é definida

$$i_{L_2}(t) = -\frac{V_i + V_{C_1} - V_{C_{ps}}}{L_2}t + i_{L_2}(t_1). \quad (4.13)$$

A corrente no indutor  $L_3$  é dada por

$$i_{L_3}(t) = -\frac{V_o}{L_3}t + i_{L_3}(t_1). \quad (4.14)$$

A corrente no interruptor é

$$i_S(t) = 0. \quad (4.15)$$

A corrente no diodo  $D_1$  é definida por

$$i_{D_1}(t) = i_{L_2}(t) + i_{L_3}(t). \quad (4.16)$$

A corrente no diodo  $D_2$  nesta etapa é zero,

$$i_{D_2}(t) = 0. \quad (4.17)$$

A corrente no diodo  $D_3$  é dada por

$$i_{D_3}(t) = i_{L_1}(t). \quad (4.18)$$

Como o interruptor encontra-se bloqueado, a tensão sobre ele é dada por

$$v_S(t) = V_{C_{ps}}. \quad (4.19)$$

O diodo  $D_1$  está conduzindo, assim a tensão sobre ele é

$$v_{D_1}(t) = 0. \quad (4.20)$$

O diodo  $D_2$  está bloqueado, e a tensão sobre definida por

$$v_{D_2}(t) = - (V_i + V_{C_1} - V_{C_{ps}}). \quad (4.21)$$

O diodo  $D_3$  está conduzindo, e a tensão dada por

$$v_{D_3}(t) = 0. \quad (4.22)$$

Esta etapa dura até o acionamento do interruptor  $S$ , iniciando assim um novo período de chaveamento.

#### 4.1.1.3 Principais formas de ondas do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ .

A Figura 4.4 mostra as principais formas de onda do conversor durante um período de chaveamento  $T_s$ .

#### 4.1.2 Tensão nos capacitores do conversor $\acute{C}uk R^2P^2$

A tensão de saída é definida por

$$V_o = V_i \frac{D}{(1-D)^2}. \quad (4.23)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_o}$  é dado por

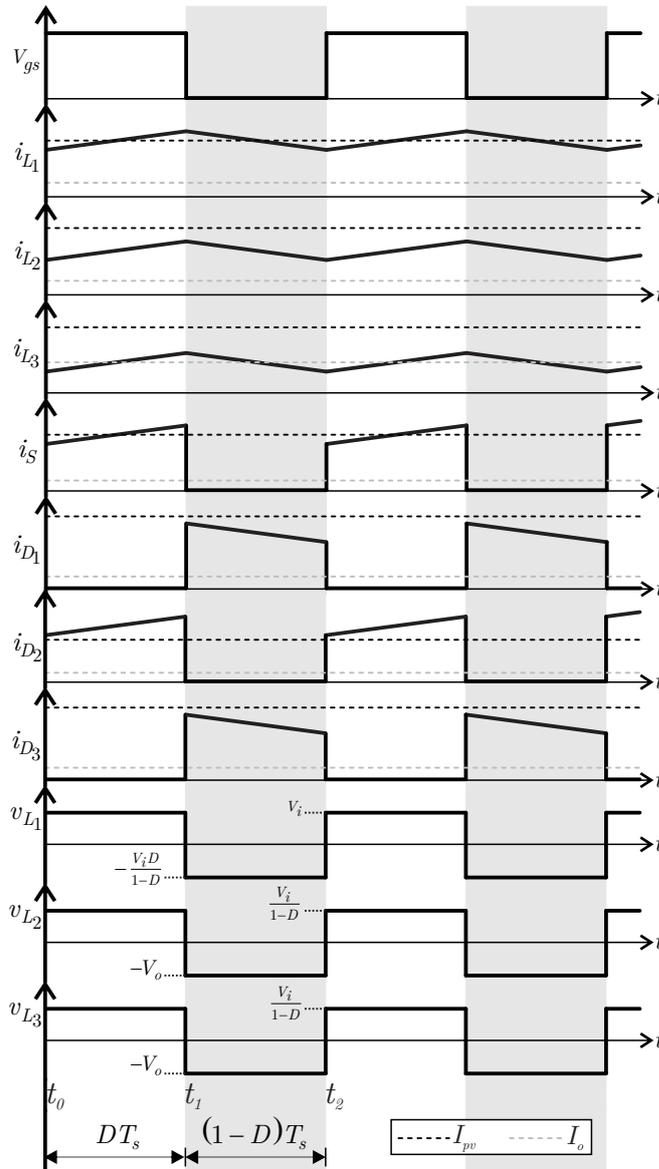
$$V_{C_o} = V_o. \quad (4.24)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_1}$  é

$$V_{C_1} = V_i \frac{D}{(1-D)}. \quad (4.25)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_2}$  é expressa por

$$V_{C_{ps}} = V_i + V_{C_1} + V_o = V_i \frac{1}{(1-D)^2}. \quad (4.26)$$

Figura 4.4 – Formas de onda em modo de condução contínua do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>.

Fonte: Autor.

#### 4.1.3 Análise do ganho estático do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>

Para encontrar o ganho estático do conversor parte-se do princípio que o conversor opera em regime permanente. Com isto, pode-se afirmar que a variação da energia armazenada nas indutâncias  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  durante um período de chaveamento é nula. Isto implica em

$$\int_0^{T_s} (v_{L1} + v_{L2} + v_{L3}) dt = 0. \quad (4.27)$$

No modo de condução contínua, o conversor apresenta duas etapas de operação. A equação (3.35) pode ser reescrita como:

$$\int_0^{DT_s} (v_{L_1}(t) + v_{L_2}(t) + v_{L_3}(t)) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (v_{L_1}(t) + v_{L_2}(t) + v_{L_3}(t)) dt = 0, \quad (4.28)$$

onde

$$\int_0^{DT_s} v_{L_1}(t) dt = V_i DT_s, \quad (4.29)$$

$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L_1}(t) dt = V_{C_1} (D - 1) T_s, \quad (4.30)$$

$$\int_0^{DT_s} v_{L_2}(t) dt = (V_i + V_{C_1}) DT_s, \quad (4.31)$$

$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L_2}(t) dt = (V_i + V_{C_1} - V_{C_{ps}}) (1 - D) T_s, \quad (4.32)$$

$$\int_0^{DT_s} v_{L_3}(t) dt = (V_{C_{ps}} - V_o) DT_s, \quad (4.33)$$

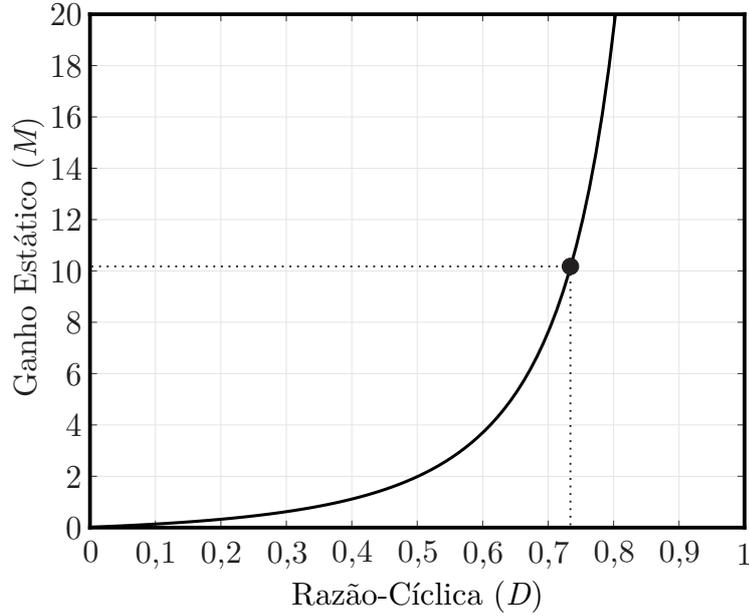
$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L_3}(t) dt = -V_o (1 - D) T_s. \quad (4.34)$$

Substituindo-se as equações (4.29) à (4.34) na equação (4.28) e resolvendo para  $\frac{V_o}{V_i}$ , encontra-se a equação (4.35) que representa o ganho estático do conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> em modo de condução contínua

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{(1 - D)^2}. \quad (4.35)$$

A Figura 4.5 representa o ganho estático do conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> pela tensão de saída para diferentes valores de razão-cíclica. Com isso pode-se observar que a razão-cíclica necessária para alcançar o ganho estático  $M = 10,695$  deve ser  $D = 0,737$  definido por

$$D = \frac{2M \pm \sqrt{4M + 1} + 1}{2M}. \quad (4.36)$$

Figura 4.5 – Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>.

Fonte: Autor.

#### 4.1.4 Fronteira entre os modos CCM e DCM do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>

O intervalo definido como sendo àquele em que o conversor não apresenta variação de energia, ocorre quando a tensão sobre os indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  é nula.

- Fronteira indutores  $L_2$  e  $L_3$

$$i_{L_2}(T_s) = -N i_{L_3}(T_s) \therefore I_{L_2, \min} = -N I_{L_3, \min}. \quad (4.37)$$

Para esta condição específica de corrente, o valor médio da corrente nos indutores é conhecido como corrente de fronteira ( $I_{L_2B}$ ) e ( $I_{L_3B}$ ).

Assim

$$I_{L_2B} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_2}(t) dt, \quad (4.38)$$

$$I_{L_3B} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_3}(t) dt. \quad (4.39)$$

O valor da corrente de fronteira pode ser encontrado por

$$I_{L_2B} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_2}(t) dt = \frac{1}{T_s} (\text{area}), \quad (4.40)$$

$$I_{L_{3B}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_3}(t) dt = \frac{1}{T_s} (\text{area}). \quad (4.41)$$

Assim

$$I_{L_{2B}} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{\text{base} \times \text{altura}}{2} \right) = \frac{1}{2} (I_{L_{2,max}} - I_{L_{2,min}}), \quad (4.42)$$

$$I_{L_{3B}} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{\text{base} \times \text{altura}}{2} \right) = \frac{1}{2} (I_{L_{3,max}} - I_{L_{3,min}}). \quad (4.43)$$

Portanto

$$I_{L_{2B}} = \frac{I_{L_{2,max}} - I_{L_{2,min}}}{2}, \quad (4.44)$$

$$I_{L_{3B}} = \frac{I_{L_{3,max}} - I_{L_{3,min}}}{2}. \quad (4.45)$$

Resolvendo para o valor mínimo de corrente, chega-se em

$$I_{L_{2,min}} = I_{L_{2,max}} - 2I_{L_{2B}}, \quad (4.46)$$

$$I_{L_{3,min}} = I_{L_{3,max}} - 2I_{L_{3B}}. \quad (4.47)$$

Substituindo em 4.37 obtêm-se

$$I_{L_{2B}} + I_{L_{3B}} = \frac{I_{L_{2,max}} + I_{L_{3,max}}}{2}. \quad (4.48)$$

A corrente máxima pode ser encontrada através de (4.1), (4.2), assim a corrente mínima pode ser definida como

$$I_{L_{2,min}} = I_{L_{2,max}} - \frac{(V_i + V_{C_1}) DT_s}{L_2}, \quad (4.49)$$

$$I_{L_{3,min}} = I_{L_{3,max}} - \frac{(V_{C_2} - V_o) DT_s}{L_3}. \quad (4.50)$$

Substituindo em (4.48) chega-se na equação que relaciona a soma das corrente de fronteira com a razão-cíclica

$$I_{L_{2B}} + I_{L_{3B}} = \frac{V_i}{1-D} \frac{DT_s}{2} \left( \frac{1}{L_1} + \frac{N}{L_2} \right). \quad (4.51)$$

- Fronteira indutor  $L_1$

$$i_{L_1}(T_s) = 0 \therefore I_{L_{1,min}} = 0. \quad (4.52)$$

Para esta condição específica de corrente, o valor médio da corrente no indutor é conhecido como corrente de fronteira ( $I_{L_{1B}}$ ).

Assim

$$I_{L_{1B}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_2}(t) dt, \quad (4.53)$$

O valor da corrente de fronteira pode ser encontrado por

$$I_{L_{1B}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_1}(t) dt = \frac{1}{T_s} (\text{area}). \quad (4.54)$$

Assim

$$I_{L_{1B}} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{\text{base} \times \text{altura}}{2} \right) = \frac{1}{2} (I_{L_{1,max}} - I_{L_{1,min}}). \quad (4.55)$$

Portanto

$$I_{L_{1B}} = \frac{I_{L_{1,max}} - I_{L_{1,min}}}{2}. \quad (4.56)$$

Resolvendo para o valor mínimo de corrente, chega-se em

$$I_{L_{1,min}} = I_{L_{1,max}} - 2I_{L_{1B}}. \quad (4.57)$$

Substituindo em 4.52 obtêm-se

$$I_{L_{1B}} = \frac{I_{L_{1,max}}}{2}. \quad (4.58)$$

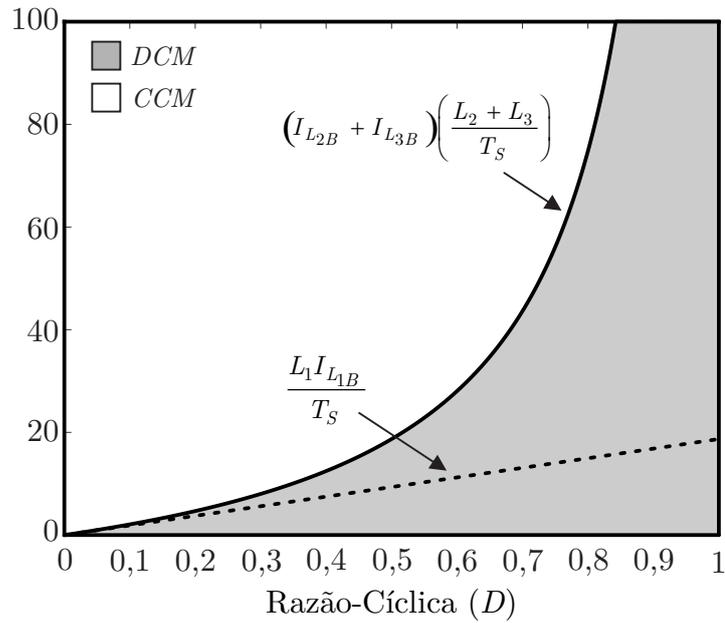
A corrente máxima pode ser encontrada através de (4.3), assim a corrente mínima pode ser definida como

$$I_{L_{1,min}} = I_{L_{1,max}} - V_i \frac{DT_s}{L_1}. \quad (4.59)$$

Substituindo em (4.58) chega-se na equação que relaciona a corrente de fronteira com a razão-cíclica

$$I_{L_{1B}} = V_i \frac{DT_s}{2L_1}. \quad (4.60)$$

Na Figura 4.6 é demonstrado a fronteira para que o conversor proposto opere entre o *CCM*, em branco, e o *DCM*, em cinza. O limite normalizado em função da corrente média, indutância e período de chaveamento.

Figura 4.6 – Condição de fronteira do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>.

Fonte: Autor.

#### 4.1.5 Dimensionamento do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>

Essa seção apresenta as equações para o dimensionamento dos indutores e capacitores para o conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>.

##### 4.1.5.1 Dimensionamento dos indutores do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>

As ondulações nas correntes dos indutores podem ser calculadas pelas tensões nos indutores enquanto o interruptor está fechado.

##### • Indutor $L_1$

A tensão através de  $L_1$  com o interruptor fechado é

$$V_{L_1} = V_{pv} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt}. \quad (4.61)$$

A variação da corrente do indutor é

$$\int_0^{DT_s} di_{L_1} = \int_0^{DT_s} \frac{V_{pv}}{L_1} dt. \quad (4.62)$$

Resolvendo (4.62), tem-se

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_{pv}DT_s}{L_1}. \quad (4.63)$$

Isolando  $L_1$  de (4.63), chega-se em

$$L_1 = \frac{V_{pv}D}{\Delta i_{L_1}f_s}. \quad (4.64)$$

• **Indutor  $L_2$**

A tensão através de  $L_2$  com o interruptor fechado é

$$V_{L_2} = \frac{V_{pv}}{1-D} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt}. \quad (4.65)$$

A variação da corrente do indutor é

$$\int_0^{DT_s} dI_{L_2} = \int_0^{DT_s} \frac{V_{pv}}{L_2(1-D)} dt. \quad (4.66)$$

Resolvendo (4.66), tem-se

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_{pv}DT_s}{L_2(1-D)}. \quad (4.67)$$

Isolando  $L_2$  de (4.67), chega-se em

$$L_2 = \frac{V_{pv}D}{\Delta i_{L_2}(1-D)f_s}. \quad (4.68)$$

• **Indutor  $L_3$**

$$V_{L_3} = V_o = L_3 \frac{di_{L_3}}{dt}. \quad (4.69)$$

A variação da corrente do indutor é

$$\int_{DT_s}^{T_s} dI_{L_3} = \frac{V_o}{L_3} dt. \quad (4.70)$$

Resolvendo (4.70), tem-se

$$\Delta i_{L_3} = \frac{V_o}{L_3}(1-D)T_s. \quad (4.71)$$

Isolando  $L_2$  de (4.71), chega-se em

$$L_2 = \frac{V_o(1-D)}{\Delta i_{L_3}f_s}. \quad (4.72)$$

4.1.5.2 Dimensionamento dos capacitores do conversor  $\acute{C}uk R^2 P^2$ 

A ondulação nos capacitores pode ser estimada calculando a ondulação da tensão do capacitor em um intervalo de tempo.

- **Capacitor  $C_1$**

A corrente através de  $C_1$  com o interruptor fechado é

$$I_{C_1} = I_{L_2}. \quad (4.73)$$

A variação da tensão no capacitor é

$$C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = I_{L_2}. \quad (4.74)$$

Resolvendo (4.74), tem-se

$$\int_0^{DT_s} dv_{C_1} = \int_0^{DT_s} \frac{I_{L_2}}{C_1} dt. \quad (4.75)$$

Resolvendo (4.75)

$$\Delta v_{C_1} = \frac{I_{L_2} DT_s}{C_1}. \quad (4.76)$$

Isolando  $C_1$  de (4.76), chega-se em

$$C_1 = \frac{I_{L_2} D}{\Delta v_{C_1} f_s}. \quad (4.77)$$

- **Capacitor  $C_{ps}$**

A corrente através de  $C_{ps}$  com o interruptor aberto é

$$I_{C_{ps}} = I_{L_2}. \quad (4.78)$$

A variação da tensão no capacitor é

$$C_{ps} \frac{dv_{C_{ps}}}{dt} = I_{L_2}. \quad (4.79)$$

Resolvendo (4.79), tem-se

$$\int_{DT_s}^{T_s} dv_{C_{ps}} = \int_{DT_s}^{T_s} \frac{I_{L_2}}{C_{ps}} dt. \quad (4.80)$$

Resolvendo (4.80), tem-se

$$\Delta v_{C_{ps}} = \frac{I_{L_2} (1 - D) T_s}{C_{ps}}. \quad (4.81)$$

Isolando  $C_{ps}$  de (4.81), chega-se em

$$C_{ps} = \frac{I_{L2} D}{\Delta v_{C_{ps}} f_s}. \quad (4.82)$$

- **Capacitor  $C_o$**

A corrente através de  $C_o$  é

$$I_{C_o} = \frac{\Delta I_{L3}}{2}. \quad (4.83)$$

A variação da tensão no capacitor é

$$C_o \frac{dv_{C_o}}{dt} = \frac{\Delta i_{L3}}{2}. \quad (4.84)$$

Resolvendo (4.84), tem-se

$$\int_{DT_s}^{T_s} dv_{C_o} = \int_{DT_s}^{T_s} \frac{\Delta I_{L3}}{2C_o} dt. \quad (4.85)$$

Resolvendo (4.252), tem-se

$$\Delta v_{C_o} = \frac{\Delta i_{L3} (1 - D) T_s}{2C_o}. \quad (4.86)$$

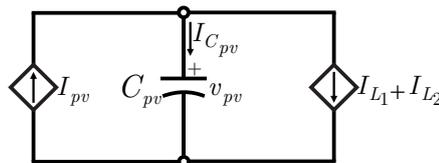
Isolando  $C_o$  de (4.86), chega-se em

$$C_o = \frac{\Delta i_{L3} D}{2\Delta v_{C_o} f_s}. \quad (4.87)$$

- **Capacitor de entrada  $C_{pv}$**

O cálculo do capacitor de entrada  $C_{pv}$  é realizado definindo como critério um valor máximo de ondulação para a tensão do barramento CC. Considerando que o painel está operando em regime, podendo ser representado por uma fonte de corrente com valor  $I_{pv}$ , o sistema pode ser simplificado por duas fontes de corrente e um capacitor  $C_{pv}$  conectados em paralelo como pode ser visto na Figura 4.7.

Figura 4.7 – Simplificação considerando a corrente média instantânea.



A corrente através do indutor  $I_{L_1}$  é dada por

$$I_{L_1} = I_{pv}. \quad (4.88)$$

A corrente através do indutor  $I_{L_2}$  é

$$I_{L_2} = I_{pv} (1 - D). \quad (4.89)$$

A partir destas definições, a corrente  $I_{C_{pv}}$  pode ser escrita como

$$I_{C_{pv}} = I_{L_1} + I_{L_2} - I_{pv} = C_{pv} \frac{dv_{pv}}{dt}. \quad (4.90)$$

Resolvendo a equação (4.90) tem-se que

$$\int_0^{DT_s} dv_{pv} = \int_0^{DT_s} \frac{(I_{L_1} + I_{L_2} - I_{pv})}{C_{pv}} dt. \quad (4.91)$$

Simplificando a equação (4.91) chega-se em

$$\Delta v_{pv}(t) = \frac{I_{pv} (1 - D)}{C_{pv}} DT_s. \quad (4.92)$$

Onde

$$T_s = \frac{1}{f_s}. \quad (4.93)$$

Substituindo (4.93) em (4.92) resultando em (4.94)

$$C_{pv} = \frac{I_{pv} D (1 - D)}{\Delta v_{pv} f_s}. \quad (4.94)$$

## 4.2 CONVERSOR ĆUK R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> ISOLADO

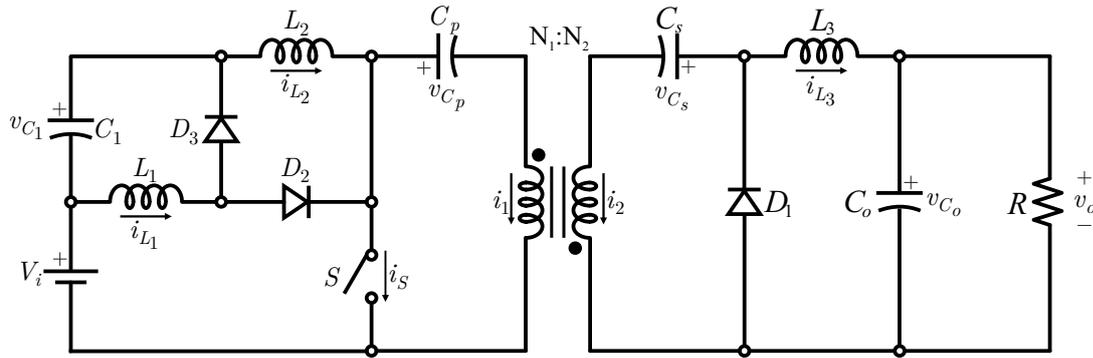
Essa seção apresenta as informações básicas do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado, faz uma análise da operação do circuito, mostra as principais formas de ondas e o cálculo do ganho estático. A análise do princípio de operação é baseada no modo de condução de corrente contínua e os elementos do circuito são considerados ideais.

### 4.2.1 Análise do Conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado

O conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado, apresentado na Figura 4.8, é um conversor de sexta ordem e possui duas etapas de operação, definidas quando o interruptor está em condução

ou bloqueado. A tensão de entrada do conversor é representada pela fonte de tensão  $v_i$  e a tensão de saída é representada por  $v_o$ . Os indutores são representado por  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$ , os diodo por  $D_1$ ,  $D_2$ , e  $D_3$ , e os capacitores por  $C_o$ ,  $C_p$ ,  $C_s$  e  $C_1$ . A variável  $R$  representa a carga de saída o conversor.

Figura 4.8 – Circuito do conversor Ćuk  $R^2P^2$  isolado.



Fonte: Autor.

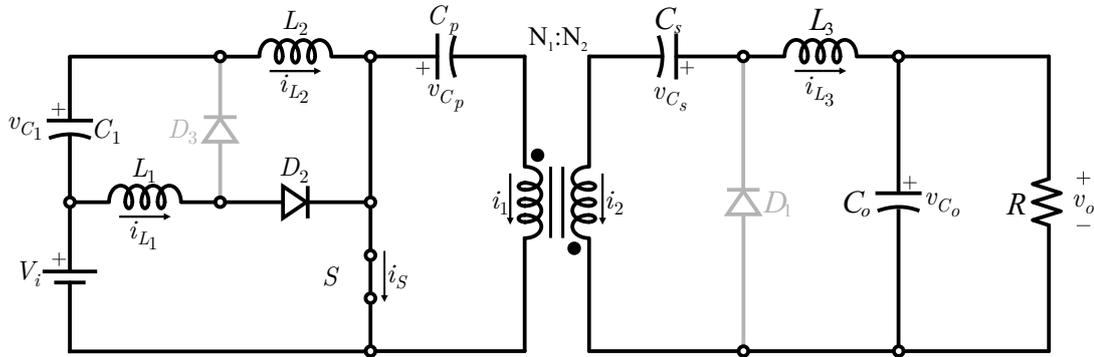
Para simplificar a análise do conversor, foram assumidas as seguintes condições para um período de chaveamento:

- O conversor opera em regime permanente;
- Tensão de entrada  $v_i$  e  $v_o$  são constantes;
- Os capacitores  $C_o$ ,  $C_p$ ,  $C_s$  e  $C_1$  são suficientemente grandes para assumir que as tensões  $V_{C_o}$ ,  $V_{C_p}$ ,  $V_{C_s}$  e  $V_{C_1}$  são constantes;
- As indutância  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  foram projetadas de forma que a corrente não chegue a zero;
- Todos os componentes são ideais.

#### 4.2.1.1 Primeira etapa ( $t_0-t_1$ ) do conversor Ćuk $R^2P^2$ isolado

Quando o interruptor do conversor está em condução, o circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 4.9. Durante esta etapa, a fonte magnetiza os indutores  $L_1$  e  $L_2$ , fazendo com que as correntes cresçam linearmente com taxa de variação limitada pela suas respectivas indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ . A corrente no indutor  $L_3$ , durante esta etapa, vai crescer linearmente, a tensão de saída é a tensão que está sobre o capacitor  $C_o$ . Os diodos  $D_3$  e  $D_1$  estão reversamente polarizados, portanto não vão conduzir nessa etapa.

Figura 4.9 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.



Fonte: Autor.

As principais variáveis do circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente no indutor  $L_1$  é expressa por

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_i}{L_1}t + i_{L_1}(t_0). \quad (4.95)$$

A corrente no indutor  $L_2$  é igual a

$$i_{L_2}(t) = \frac{V_i + V_{C_1}}{L_2}t + i_{L_2}(t_0). \quad (4.96)$$

A corrente no indutor  $L_3$  é dada por

$$i_{L_3}(t) = \frac{NV_{C_p} + V_{C_s} - V_o}{L_3}t + i_{L_3}(t_0). \quad (4.97)$$

A corrente no interruptor é definida como

$$i_S(t) = i_{L_1}(t) + i_{L_2}(t) + Ni_{L_3}(t). \quad (4.98)$$

A corrente no diodo  $D_1$  nesta etapa é zero,

$$i_{D_1}(t) = 0. \quad (4.99)$$

A corrente no diodo  $D_2$  nesta etapa é dada por

$$i_{D_2}(t) = i_{L_1}(t). \quad (4.100)$$

A corrente no diodo  $D_3$  nesta etapa é zero,

$$i_{D_3}(t) = 0. \quad (4.101)$$

O interruptor encontra-se em condução, e a tensão sobre ela é zero,

$$v_S(t) = 0. \quad (4.102)$$

O diodo  $D_1$  está bloqueado, assim a tensão sobre o diodo é dada por

$$v_{D_1}(t) = - (V_{C_p} N + V_{C_s}). \quad (4.103)$$

O diodo  $D_2$  está conduzindo, assim

$$v_{D_2}(t) = 0. \quad (4.104)$$

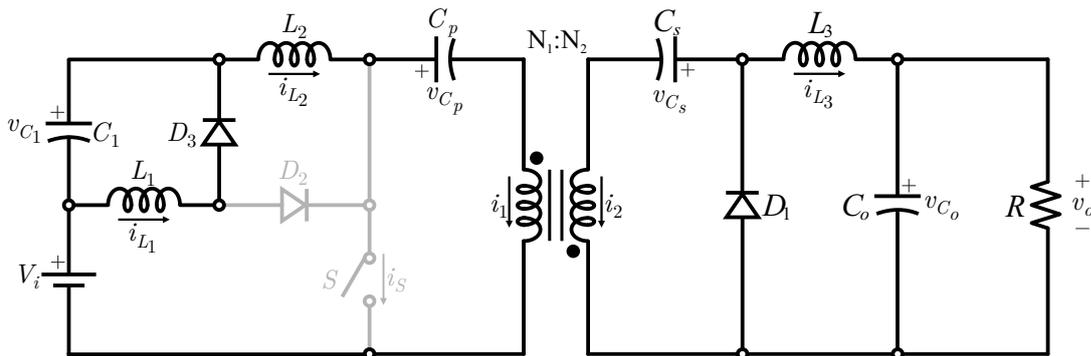
O diodo  $D_3$  está bloqueado, a tensão sobre o ele é

$$v_{D_3}(t) = - (V_i + V_{C_1}). \quad (4.105)$$

#### 4.2.1.2 Segunda etapa ( $t_1-t_2$ ) do conversor $\acute{C}$ uk $R^2P^2$ isolado

Quando o interruptor do conversor não está conduzindo, os diodos  $D_3$  e  $D_1$  entram em condução, já o diodo  $D_2$  não vai conduzir nesta etapa. O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 4.10. Durante esta etapa, os indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  passam a se desmagnetizar-se. A energia armazenada no indutor  $L_3$  é transferida para o capacitor  $C_o$ , portanto a corrente nos indutores  $i_{L_1}$ ,  $i_{L_2}$  e  $i_{L_3}$  vai decrescer linearmente.

Figura 4.10 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor  $\acute{C}$ uk  $R^2P^2$  isolado.



Fonte: Autor.

As principais variáveis do circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente no indutor  $L_1$  é expressa por

$$i_{L_1}(t) = -\frac{V_{C_1}}{L_1}t + i_{L_1}(t_1). \quad (4.106)$$

A corrente no indutor  $L_2$  é definida por

$$i_{L_2}(t) = \frac{V_i + V_{C_1} - V_{C_p} - \frac{V_{C_s}}{N}}{L_2}t + i_{L_2}(t_1). \quad (4.107)$$

A corrente no indutor  $L_3$  é dada por

$$i_{L_3}(t) = -\frac{V_o}{L_3}t + i_{L_3}(t_1). \quad (4.108)$$

A corrente no interruptor é

$$i_S(t) = 0. \quad (4.109)$$

A corrente no diodo  $D_1$  é definida por

$$i_{D_1}(t) = \frac{i_{L_2}(t)}{N} + i_{L_3}(t). \quad (4.110)$$

A corrente no diodo  $D_2$  nesta etapa é zero,

$$i_{D_2}(t) = 0. \quad (4.111)$$

A corrente no diodo  $D_3$  é dada por

$$i_{D_3}(t) = i_{L_1}(t). \quad (4.112)$$

Como o interruptor  $S$  encontra-se bloqueado, a tensão sobre ele é dada por

$$v_S(t) = V_{C_p} + \frac{V_{C_s}}{N}. \quad (4.113)$$

O diodo  $D_1$  está conduzindo, assim a tensão sobre ele é

$$v_{D_1}(t) = 0. \quad (4.114)$$

O diodo  $D_2$  está bloqueado, e a tensão sobre ele é

$$v_{D_2}(t) = V_i + V_{C_1} - V_{C_p} - \frac{V_{C_s}}{N}. \quad (4.115)$$

O diodo  $D_3$  está conduzindo, a tensão sobre o ele é

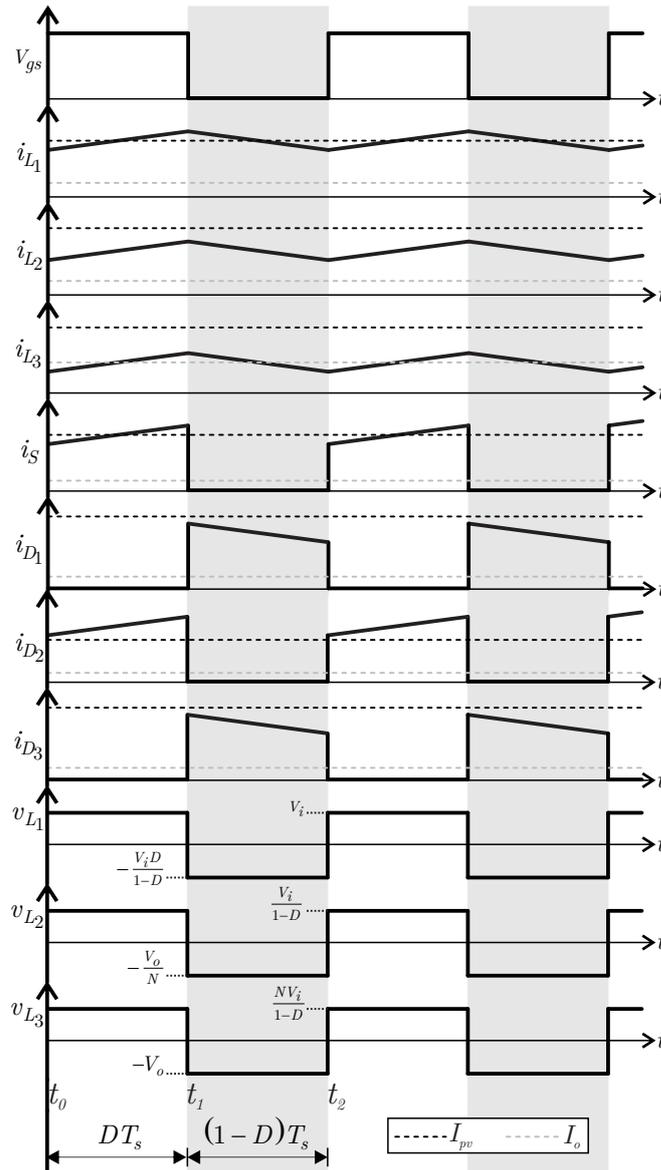
$$v_{D_3}(t) = 0. \quad (4.116)$$

Esta etapa dura até o acionamento do interruptor  $S$ , iniciando assim um novo período de chaveamento.

4.2.1.3 Principais formas de ondas do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado

A Figura 4.11 mostra as principais formas de onda do conversor durante um período de chaveamento  $T_s$ .

Figura 4.11 – Formas de onda em modo de condução contínua do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.



Fonte: Autor.

### 4.2.2 Tensão nos capacitores do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado

A tensão de saída é expressa por

$$V_o = V_i \frac{ND}{(1-D)^2}. \quad (4.117)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_o}$  é

$$V_{C_o} = V_o. \quad (4.118)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_p}$  é definido por

$$V_{C_p} = V_i \frac{1}{2(1-D)^2}. \quad (4.119)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_s}$  é dada por

$$V_{C_s} = V_i \frac{N}{2(1-D)^2}. \quad (4.120)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_1}$  é igual a

$$V_{C_1} = V_i \frac{D}{(1-D)}. \quad (4.121)$$

#### 4.2.2.1 Análise do ganho estático do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado

Para encontrar o ganho estático do conversor parte-se do princípio que o conversor opera em regime permanente. Com isto, pode-se afirmar que a variação da energia armazenada nas indutâncias  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  durante um período de chaveamento é nula. Isto implica em

$$\int_0^{T_s} (v_{L_1}(t) + v_{L_2}(t) + v_{L_3}(t)) dt = 0. \quad (4.122)$$

No modo de condução contínua, o conversor apresenta duas etapas de operação. A equação (4.122) pode ser reescrita como:

$$\int_0^{DT_s} (v_{L_1}(t) + v_{L_2}(t) + v_{L_3}(t)) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (v_{L_1}(t) + v_{L_2}(t) + v_{L_3}(t)) dt = 0, \quad (4.123)$$

Onde

$$\int_0^{DT_s} v_{L_1}(t) dt = V_i DT_s, \quad (4.124)$$

$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L_1}(t) dt = -V_{C_1} T_s (1 - D), \quad (4.125)$$

$$\int_0^{DT_s} v_{L_2}(t) dt = (V_i + V_{C_1}) DT_s, \quad (4.126)$$

$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L_2}(t) dt = \left( V_i + V_{C_1} - V_{C_p} - \frac{V_{C_1}}{N} \right) (1 - D) T_s, \quad (4.127)$$

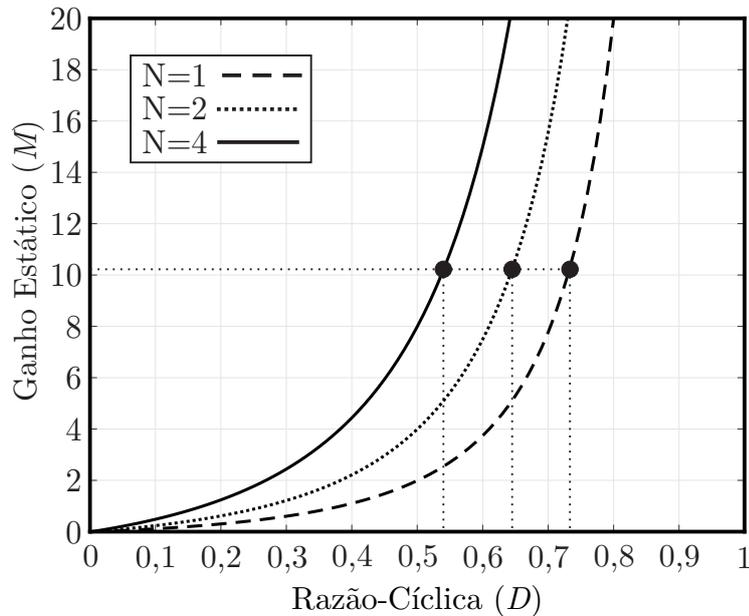
$$\int_0^{DT_s} v_{L_3}(t) dt = (NV_{C_p} + V_{C_s} - V_o) DT_s, \quad (4.128)$$

$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L_3}(t) dt = -V_o T_s (1 - D). \quad (4.129)$$

Substituindo-se as equações (4.124) a (4.129) na equação (3.60) e resolvendo a para  $\frac{V_o}{V_i}$ , encontra-se a equação (4.130) que representa o ganho estático do conversor  $\hat{C}uk R^2P^2$  isolado em modo de condução contínua

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{ND}{(1 - D)^2}. \quad (4.130)$$

Figura 4.12 – Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) do conversor  $\hat{C}uk R^2P^2$ .



A Figura 4.12 representa o ganho estático do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado para diferentes valores de razão-cíclica e para três valores diferentes de relação de transformação ( $N = 1, N = 2, N = 4$ ). Com isso pode-se observar que a razão-cíclica necessária para alcançar o ganho estático  $M = 10,695$  deve ser  $D = 0,547$  para um  $N = 4$ , portanto

$$D = \left(1 + \frac{1}{2M}\right) \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{\left(2 + \frac{N}{M}\right)}}\right). \quad (4.131)$$

#### 4.2.3 Corrente eficaz nos indutores do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado

A corrente eficaz no indutor  $L_1$  é

$$i_{L_1;ef} = \sqrt{\frac{(2L_1 i_{L_1}(t_0) + V_i D T_s)^2}{4L_1^2}}. \quad (4.132)$$

A corrente eficaz através do indutor  $L_2$  é dada por

$$i_{L_2;ef} = \sqrt{\frac{(2L_2 i_{L_2}(t_0) (1 - D) + V_i D T_s)^2}{4L_2^2 (1 - D)^2}}. \quad (4.133)$$

A corrente eficaz do indutor  $L_3$  é

$$i_{L_3;ef} = \sqrt{\frac{(-2\Delta V_{C_2} T_s D^2 + 4\Delta V_{C_2} T_s D + 2I_{L_3}(t_0)L_3 - \Delta V_{C_2} T_s)^2}{4L_3^2}}. \quad (4.134)$$

$$i_{L_3;ef} = \sqrt{\frac{(2\Delta V_{C_2} (2 - D) D T_s + 2I_{L_3}(t_0)L_3 - \Delta V_{C_2} T_s)^2}{4L_3^2}}. \quad (4.135)$$

#### 4.2.4 Corrente média nos indutores do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado

A corrente média através do indutor  $L_1$  é dada por

$$i_{L_1;med} = \frac{2i_{L_1}(t_0)L_1 + D T_s V_i}{2L_1}. \quad (4.136)$$

A corrente média do indutor  $L_2$  é

$$i_{L_2;med} = -\frac{2i_{L_2}(t_0)L_2 - 2D i_{L_2}(t_0)L_2 + D T_s V_i}{2L_2 (D - 1)}. \quad (4.137)$$

A corrente média no indutor  $L_3$  é dada por

$$i_{L_3;med} = \frac{\Delta V_{C_2} (-2T_s D^2 + 4T_s D + 2I_{L_3}(t_0)L_3 - T_s)}{2L_3}. \quad (4.138)$$

#### 4.2.5 Fronteira entre os modos CCM e DCM do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.

O intervalo definido como sendo àquele em que o conversor não apresenta variação de energia, ocorre quando a tensão sobre os indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  é nula.

- Fronteira indutores  $L_2$  e  $L_3$

$$i_{L_2}(T_s) = -Ni_{L_3}(T_s) \therefore I_{L_2,min} = -NI_{L_3,min}. \quad (4.139)$$

Para esta condição específica de corrente, o valor médio da corrente nos indutores é conhecido como corrente de fronteira ( $I_{L_2B}$ ) e ( $I_{L_3B}$ ).

Assim

$$I_{L_2B} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_2}(t) dt, \quad (4.140)$$

$$I_{L_3B} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_3}(t) dt. \quad (4.141)$$

O valor da corrente de fronteira pode ser encontrado por

$$I_{L_2B} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_2}(t) dt = \frac{1}{T_s} (area), \quad (4.142)$$

$$I_{L_3B} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_3}(t) dt = \frac{1}{T_s} (area). \quad (4.143)$$

Assim

$$I_{L_2B} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{base \times altura}{2} \right) = \frac{1}{2} (I_{L_2,max} - I_{L_2,min}), \quad (4.144)$$

$$I_{L_3B} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{base \times altura}{2} \right) = \frac{1}{2} (I_{L_3,max} - I_{L_3,min}). \quad (4.145)$$

Portanto

$$I_{L_2B} = \frac{I_{L_2,max} - I_{L_2,min}}{2}, \quad (4.146)$$

$$I_{L_3B} = \frac{I_{L_3,max} - I_{L_3,min}}{2}. \quad (4.147)$$

Resolvendo para o valor mínimo de corrente, chega-se em

$$I_{L_2,min} = I_{L_2,max} - 2I_{L_2B}, \quad (4.148)$$

$$I_{L_3,min} = I_{L_3,max} - 2I_{L_3B}. \quad (4.149)$$

Substituindo em 4.139 obtêm-se

$$I_{L_{2B}} + I_{L_{3B}} = \frac{I_{L_{2,max}} + I_{L_{3,max}}}{2}. \quad (4.150)$$

A corrente máxima pode ser encontrada através de (4.95), (4.96) e (4.97), assim a corrente mínima pode ser definida como

$$I_{L_{2,min}} = I_{L_{2,max}} - \frac{(V_i + V_{C_1}) DT_s}{L_2}, \quad (4.151)$$

$$I_{L_{3,min}} = I_{L_{3,max}} - \frac{(V_{C_2} - V_o) DT_s}{L_3}. \quad (4.152)$$

Substituindo em (4.150) chega-se na equação que relaciona a soma das corrente de fronteira com a razão-cíclica

$$I_{L_{2B}} + I_{L_{3B}} = \frac{V_i}{1-D} \frac{DT_s}{2} \left( \frac{1}{L_1} - \frac{N}{L_2} \right). \quad (4.153)$$

- Fronteira indutor  $L_1$

$$i_{L_1}(T_s) = 0 \therefore I_{L_1,min} = 0. \quad (4.154)$$

Para esta condição específica de corrente, o valor médio da corrente no indutor é conhecido como corrente de fronteira ( $I_{L_{1B}}$ ).

Assim

$$I_{L_{1B}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_1}(t) dt, \quad (4.155)$$

O valor da corrente de fronteira pode ser encontrado por

$$I_{L_{1B}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_1}(t) dt = \frac{1}{T_s} (\text{area}). \quad (4.156)$$

Assim

$$I_{L_{1B}} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{\text{base} \times \text{altura}}{2} \right) = \frac{1}{2} (I_{L_{1,max}} - I_{L_{1,min}}), \quad (4.157)$$

Portanto

$$I_{L_{1B}} = \frac{I_{L_{1,max}} - I_{L_{1,min}}}{2}. \quad (4.158)$$

Resolvendo para o valor mínimo de corrente, chega-se em

$$I_{L_{1,min}} = I_{L_{1,max}} - 2I_{L_{1B}}. \quad (4.159)$$

Substituindo em 4.139 obtêm-se

$$I_{L_{1B}} = \frac{I_{L_{1,max}}}{2}. \quad (4.160)$$

A corrente máxima pode ser encontrada através de (4.95), (4.96) e (4.97), assim a corrente mínima pode ser definida como

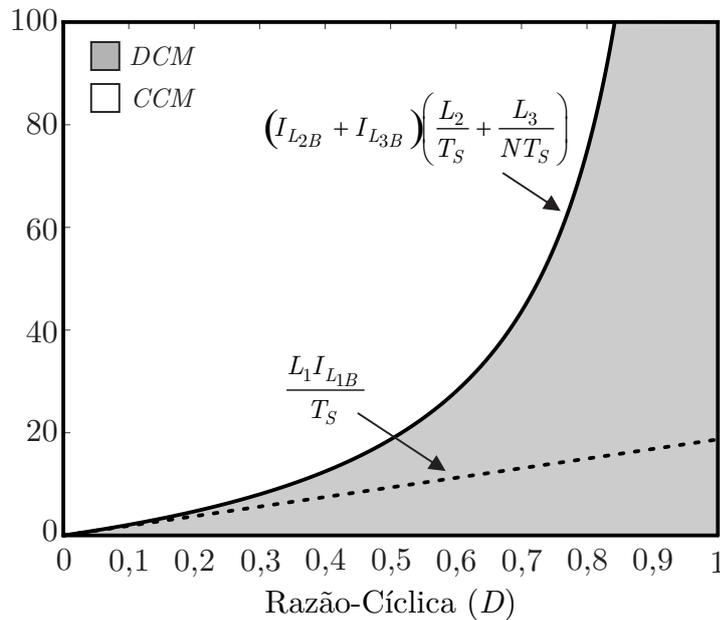
$$I_{L_{1,min}} = I_{L_{1,max}} - V_i \frac{DT_s}{L_1}. \quad (4.161)$$

Substituindo em (4.150) chega-se na equação que relaciona a corrente de fronteira com a razão-cíclica

$$I_{L_{1B}} = V_i \frac{DT_s}{2L_1}. \quad (4.162)$$

Na Figura 4.13 é demonstrado a fronteira para que o conversor proposto opere entre o *CCM*, em branco, e o *DCM*, em cinza. O limite normalizado em função da corrente média, indutância, relação de transformação e período de chaveamento.

Figura 4.13 – Condição de fronteira do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado.



Fonte: Autor.

#### 4.2.6 Dimensionamento do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado

Essa seção apresenta as equações para o dimensionamento dos indutores e capacitores para o conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.

## 4.2.6.1 Dimensionamento dos indutores

• Indutor  $L_1$ 

O indutor  $L_1$  é calculado pela equação (4.64).

• Indutor  $L_2$ 

O indutor  $L_2$  é calculado pela equação (4.68).

• Indutor  $L_3$ 

O indutor  $L_3$  é calculado pela equação (4.72).

## 4.2.6.2 Dimensionamento dos capacitores

• Capacitor  $C_1$ 

O capacitor  $C_1$  é calculado pela equação (4.77).

• Capacitor  $C_p$ 

A corrente através de  $C_p$  com o interruptor aberto é

$$I_{C_p} = I_{L_2}. \quad (4.163)$$

A variação da tensão no capacitor é

$$C_p \frac{dv_{C_p}}{dt} = I_{L_2}. \quad (4.164)$$

Resolvendo (4.164), tem-se

$$\int_{DT_s}^{T_s} dv_{C_p} = \int_{DT_s}^{T_s} \frac{I_{L_2}}{C_p} dt. \quad (4.165)$$

Resolvendo (4.165), tem-se

$$\Delta v_{C_p} = \frac{I_{L_2} (1 - D) T_s}{C_p}. \quad (4.166)$$

Isolando  $C_p$  de (4.166), chega-se em

$$C_p = \frac{I_{L_2} D}{\Delta v_{C_p} f_s}. \quad (4.167)$$

- **Capacitor  $C_s$ .**

A corrente através de  $C_s$  com o interruptor aberto é

$$I_{C_s} = \frac{I_{L_2}}{N}. \quad (4.168)$$

A variação da tensão no capacitor é

$$C_s \frac{dv_{C_s}}{dt} = \frac{I_{L_2}}{N}. \quad (4.169)$$

Resolvendo (4.169), tem-se

$$\int_{DT_s}^{T_s} dv_{C_p} = \int_{DT_s}^{T_s} \frac{I_{L_2}}{NC_s} dt. \quad (4.170)$$

Resolvendo (4.170), tem-se

$$\Delta v_{C_s} = \frac{I_{L_2} (1 - D) T_s}{NC_s}. \quad (4.171)$$

Isolando  $C_s$  de (4.171), chega-se em

$$C_s = \frac{I_{L_2} D}{N \Delta v_{C_s} f_s}. \quad (4.172)$$

- **Capacitor  $C_o$**

O capacitor  $C_o$  é calculado pela equação (4.87).

- **Capacitor de entrada  $C_{pv}$**

O capacitor  $C_{pv}$  é calculado pela equação (4.94).

### 4.3 CONVERSOR ĆUK R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> ISOLADO COM MULTIPLICADOR

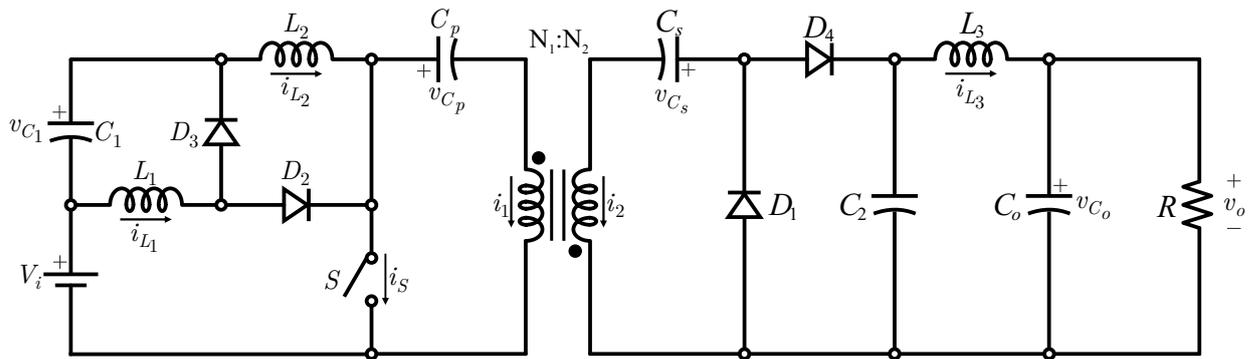
Essa seção apresenta as informações básicas do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador, faz uma análise da operação do circuito, mostra as principais formas de onda e o cálculo do ganho estático. A análise do princípio de operação é baseada no modo de condução de corrente contínua e os elementos do circuito são considerados ideais.

#### 4.3.1 Análise do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador

O conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador, apresentado na Figura 4.14, é um conversor de sétima ordem, possui duas etapas de operação (interruptor em condução

ou bloqueado). A tensão de entrada é representada pela fonte de tensão  $V_i$  e a tensão de saída é representada por  $V_o$ . Os indutores são representados por  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$ , os diodos por  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$ , e os capacitores por  $C_o$ ,  $C_p$ ,  $C_s$ ,  $C_1$  e  $C_2$ , e a variável  $R$  representa a carga de saída.

Figura 4.14 – Circuito do conversor Ćuk  $R^2P^2$  isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

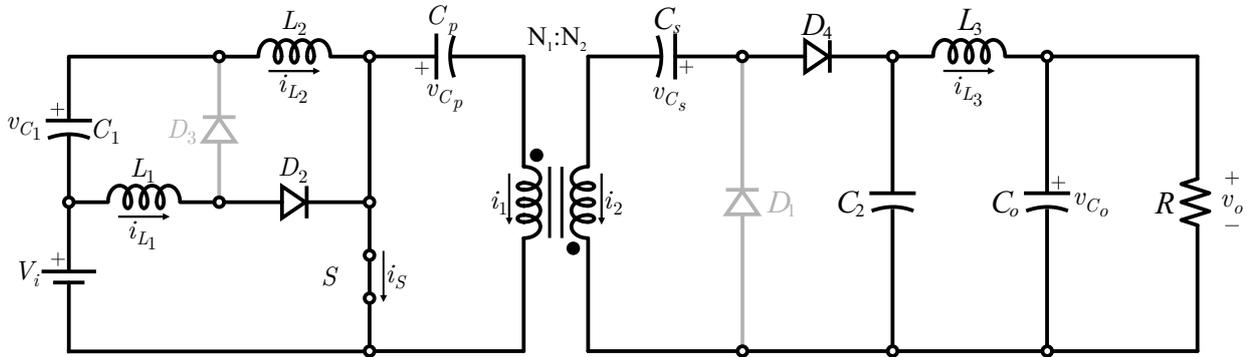
Para simplificar a análise do conversor, foram assumidas as seguintes condições para um período de chaveamento:

- O conversor opera em regime permanente;
- As tensões de entrada  $V_i$  e saída  $V_o$  são constantes;
- Os capacitores  $C_o$ ,  $C_p$ ,  $C_s$ ,  $C_1$  e  $C_2$  são suficientemente grandes para assumir que as tensões  $V_{C_o}$ ,  $V_{C_p}$ ,  $V_{C_s}$ ,  $V_{C_1}$  e  $V_{C_2}$  são constantes;
- As indutâncias  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  foram projetadas de forma que a corrente seja sempre maior que zero;
- Todos os componentes são ideais.

#### 4.3.1.1 Primeira etapa ( $t_0-t_1$ ) do conversor Ćuk $R^2P^2$ isolado com multiplicador

Quando o interruptor do conversor está em condução, o circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 4.15,. Durante esta etapa, a fonte magnetiza os indutores  $L_1$  e  $L_2$ , fazendo com que as correntes cresçam linearmente com taxa de variação limitada pelas suas respectivas indutâncias. A corrente no indutor  $L_3$ , durante esta etapa, vai crescer linearmente. A tensão de saída, é a tensão que está sobre o capacitor  $C_o$ . Os diodos  $D_3$  e  $D_1$  estão reversamente polarizados.

Figura 4.15 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

As principais variáveis do circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente no indutor  $L_1$  é expressa por

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_i}{L_1}t + i_{L_1}(t_0). \quad (4.173)$$

A corrente no indutor  $L_2$  é igual a

$$i_{L_2}(t) = \frac{V_i + V_{C_1}}{L_2}t + i_{L_2}(t_0). \quad (4.174)$$

A corrente no indutor  $L_3$  é dada por

$$i_{L_3}(t) = \frac{V_{C_2} - V_o}{L_3}t + i_{L_3}(t_0). \quad (4.175)$$

A corrente no interruptor é igual a

$$i_S(t) = i_{L_1}(t) + i_{L_2}(t) + i_{C_p}(t). \quad (4.176)$$

A corrente no diodo  $D_1$  nesta etapa é zero,

$$i_{D_1}(t) = 0. \quad (4.177)$$

A corrente no diodo  $D_2$  nesta etapa dada por

$$i_{D_2}(t) = i_{L_1}(t). \quad (4.178)$$

A corrente no diodo  $D_3$  nesta etapa é zero,

$$i_{D_3}(t) = 0. \quad (4.179)$$

A corrente no diodo  $D_4$  nesta etapa é

$$i_{D_4}(t) = i_{L_3}(t) + i_{C_2}(t). \quad (4.180)$$

Como o interruptor  $S$  encontra-se em condução, a tensão sobre ele é zero,

$$v_S(t) = 0. \quad (4.181)$$

O diodo  $D_1$  está bloqueado, assim a tensão sobre o diodo é dada por

$$v_{D_1}(t) = -V_{C_2}. \quad (4.182)$$

O diodo  $D_2$  está conduzindo, e a tensão sobre ele é zero,

$$v_{D_2}(t) = 0. \quad (4.183)$$

O diodo  $D_3$  está bloqueado, e a tensão sobre o ele é

$$v_{D_3}(t) = -(V_i + V_{C_1}). \quad (4.184)$$

O diodo  $D_4$  está conduzindo, e a tensão sobre ele é

$$v_{D_4}(t) = 0. \quad (4.185)$$

#### 4.3.1.2 Segunda etapa ( $t_1$ - $t_2$ ) do conversor Čuk $R^2P^2$ isolado com multiplicador

Quando o interruptor do conversor não está conduzindo, os diodos  $D_3$  e  $D_1$  entram em condução, já o diodo  $D_2$  não vai conduzir nesta etapa, e o circuito equivalente é apresentado na Figura 4.16. Durante esta etapa, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  passam a se desmagnetizar-se. A energia armazenada no indutor  $L_3$  é transferida para o capacitor  $C_o$ . Portanto, a corrente no indutor vai decrescer linearmente.

As principais variáveis do circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

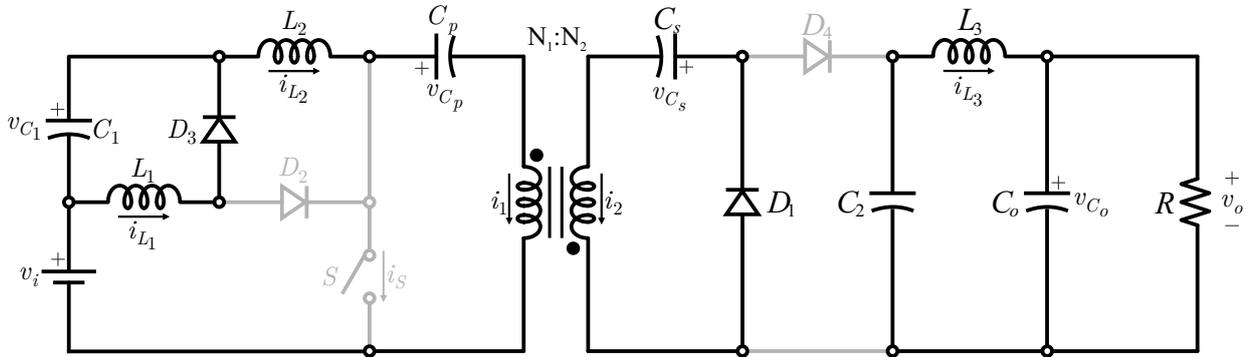
A corrente no indutor  $L_1$  é expressa por

$$i_{L_1}(t) = -\frac{V_{C_1}}{L_1}t + i_{L_1}(t_1). \quad (4.186)$$

A corrente no indutor  $L_2$  é definida por

$$i_{L_2}(t) = \frac{V_i + V_{C_1} - V_{C_p} - \frac{V_{C_s}}{N}}{L_2}t + i_{L_2}(t_1). \quad (4.187)$$

Figura 4.16 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

A corrente no indutor  $L_3$  é dada por

$$i_{L_3}(t) = \frac{V_{C_2} - V_o}{L_3}t + i_{L_3}(t_0). \quad (4.188)$$

A corrente no interruptor é igual a zero,

$$i_S(t) = 0. \quad (4.189)$$

A corrente no diodo  $D_1$  é definida por

$$i_{D_1}(t) = \frac{i_{L_2}(t)}{N}. \quad (4.190)$$

A corrente no diodo  $D_2$  nesta etapa é zero,

$$i_{D_2}(t) = 0. \quad (4.191)$$

A corrente no diodo  $D_3$  é dada por

$$i_{D_3}(t) = i_{L_1}(t). \quad (4.192)$$

A corrente no diodo  $D_4$  nesta etapa é zero,

$$i_{D_4}(t) = 0. \quad (4.193)$$

Como o interruptor  $S$  encontra-se bloqueado, a tensão sobre ele é

$$v_S(t) = V_{C_p} + \frac{V_{C_s}}{N}. \quad (4.194)$$

O diodo  $D_1$  está conduzindo, assim a tensão zero,

$$v_{D_1}(t) = 0. \quad (4.195)$$

O diodo  $D_2$  está bloqueado, e a tensão é definida por

$$v_{D_2}(t) = V_i + V_{C_1} - V_{C_p} - \frac{V_{C_s}}{N}. \quad (4.196)$$

O diodo  $D_3$  está conduzindo, e a tensão sobre o diodo é

$$v_{D_3}(t) = 0. \quad (4.197)$$

O diodo  $D_4$  está bloqueado, e a tensão sobre o ele é

$$v_{D_4}(t) = -V_{C_2}. \quad (4.198)$$

Esta etapa dura até o acionamento do interruptor  $S$ , iniciando assim um novo período de chaveamento.

#### 4.3.1.3 Principais formas de ondas do conversor $\acute{C}$ uk $R^2P^2$ isolado com multiplicador

A Figura 4.17 mostra as principais formas de onda do conversor durante um período de chaveamento  $T_s$ .

#### 4.3.2 Tensão nos capacitores do conversor $\acute{C}$ uk $R^2P^2$ isolado

A tensão de saída é expressa por

$$V_o = V_i \frac{N}{(1-D)^2}. \quad (4.199)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_o}$  é

$$V_{C_o} = V_o. \quad (4.200)$$

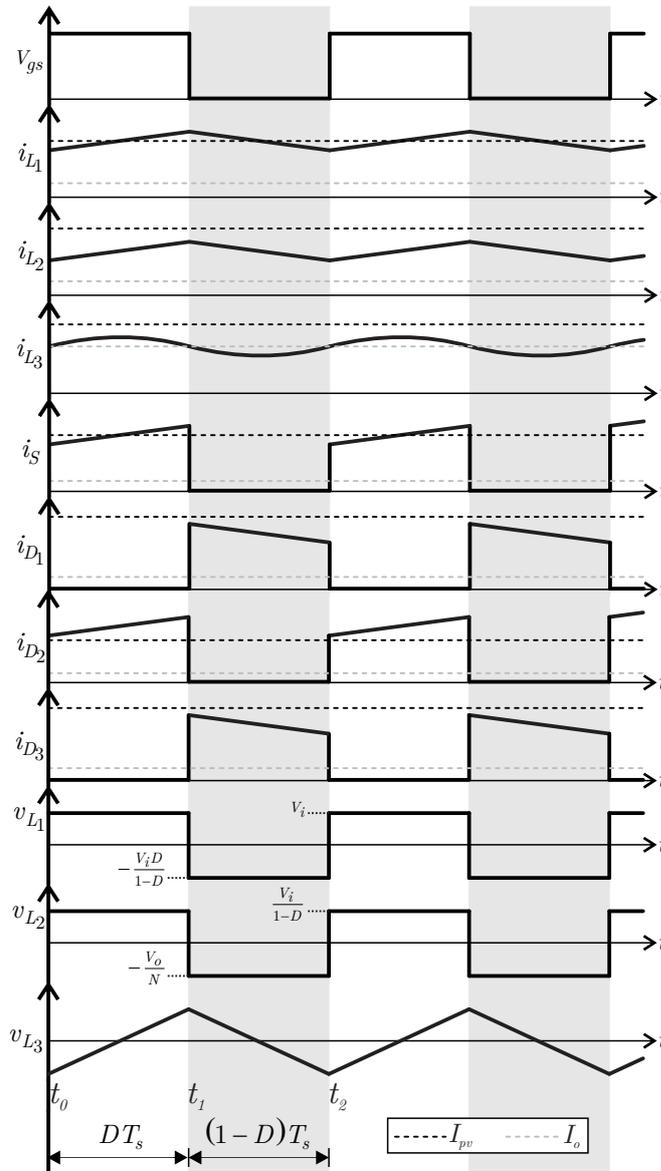
A tensão no capacitor  $V_{C_1}$  é definida por

$$V_{C_1} = V_i \frac{D}{(1-D)}. \quad (4.201)$$

A tensão no capacitor  $V_{C_2}$  é dada por

$$V_{C_2} = V_i \frac{N}{(1-D)^2} = V_o. \quad (4.202)$$

Figura 4.17 – Formas de onda em modo de condução contínua do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

A tensão no capacitor  $V_{C_p}$  é igual a

$$V_{C_p} = V_i \frac{1}{2(1-D)^2}. \tag{4.203}$$

A tensão no capacitor  $V_{C_s}$  é obtida pela seguinte expressão:

$$V_{C_s} = V_i \frac{N}{2(1-D)^2}. \tag{4.204}$$

4.3.2.1 Análise do ganho estático do conversor *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>* isolado com multiplicador

Para encontrar o ganho estático do conversor parte-se do princípio que o conversor opera em regime permanente. Com isto, pode-se afirmar que a variação da energia armazenada nas indutâncias  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  durante um período de chaveamento é nula. Isto implica em

$$\int_0^{T_s} (v_{L_1}(t) + v_{L_2}(t) + v_{L_3}(t)) dt = 0. \quad (4.205)$$

No modo de condução contínua, o conversor apresenta duas etapas de operação e a equação (4.205) pode ser reescrita como:

$$\int_0^{DT_s} (v_{L_1}(t) + v_{L_2}(t) + v_{L_3}(t)) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (v_{L_1}(t) + v_{L_2}(t) + v_{L_3}(t)) dt = 0, \quad (4.206)$$

Onde

$$\int_0^{DT_s} v_{L_1}(t) dt = V_i DT_s, \quad (4.207)$$

$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L_1}(t) dt = -V_{C_1} (1 - D) T_s, \quad (4.208)$$

$$\int_0^{DT_s} v_{L_2}(t) dt = (V_i + V_{C_1}) DT_s, \quad (4.209)$$

$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L_2}(t) dt = \left( V_i + V_{C_1} - V_{C_p} - \frac{V_{C_s}}{N} \right) (1 - D) T_s, \quad (4.210)$$

$$\int_0^{DT_s} v_{L_3}(t) dt = V_{C_2} - V_{C_o} DT_s, \quad (4.211)$$

$$\int_{DT_s}^{T_s} v_{L_3}(t) dt = (V_{C_2} - V_o) (1 - D) T_s. \quad (4.212)$$

Substituindo-se as equações (4.207) a (4.212) na equação (4.206) e resolvendo para  $\frac{V_o}{V_i}$ , encontra-se a equação (4.213) que representa o ganho estático do conversor *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>* isolado com multiplicador em modo de condução contínua,

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{N}{(1 - D)^2}. \quad (4.213)$$

A Figura 4.18 representa o ganho estático do conversor *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>* isolado com multiplicador pela tensão de saída para diferentes valores de razão-cíclica e três valores de relação de transformação ( $N = 1, N = 2, N = 4$ ). Com isso pode-se observar que a

razão-cíclica necessária para alcançar o ganho estático  $M = 10,695$  deve ser  $D = 0,388$ , definido por (4.214), para um  $N = 4$ .

$$D = 1 - \sqrt{\frac{N}{M}}. \quad (4.214)$$

### 4.3.3 Corrente eficaz nos indutores do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado multiplicador

A corrente eficaz no indutor  $L_1$  é

$$i_{L_1;ef} = \sqrt{\frac{(i_{L_1}(t_0)2L_1 + DT_sV_i)^2}{4L_1^2}}. \quad (4.215)$$

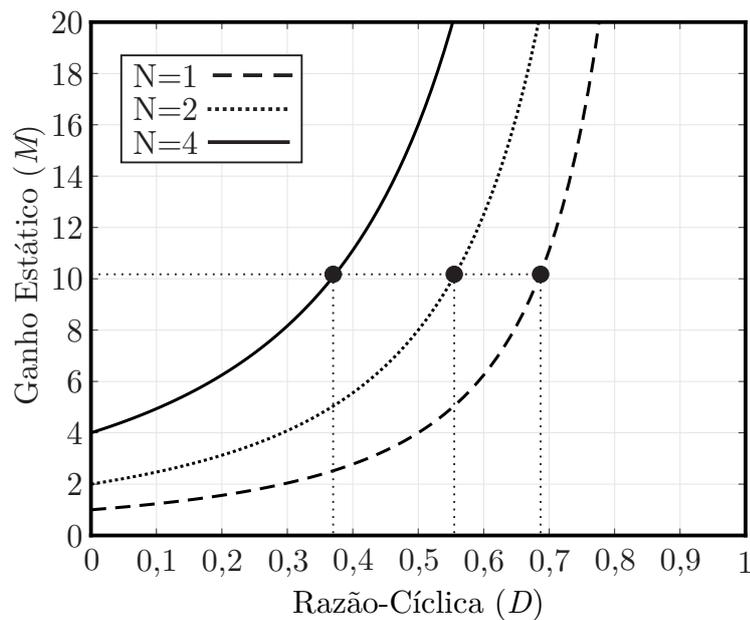
A corrente eficaz através do indutor  $L_2$  é dada por

$$i_{L_2;ef} = \sqrt{\frac{(i_{L_2}(t_0)2L_2 - i_{L_2}(t_0)2DL_2 + DT_sV_i)^2}{4L_2^2(D-1)^2}}. \quad (4.216)$$

A corrente eficaz do indutor  $L_3$  é

$$i_{L_3;ef} = \sqrt{\frac{(\Delta V_{C_2}T_s(-2D^2 + 4D - 1) + 2I_{L_3}(t_0)L_3)^2}{4L_3^2}}. \quad (4.217)$$

Figura 4.18 – Ganho estático ( $M$ ) pela razão-cíclica ( $D$ ) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



#### 4.3.4 Corrente média nos indutores do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado multiplicador

A corrente média através do indutor  $L_1$  é dada por

$$i_{L_1;med} = \frac{2i_{L_1}(t_0)L_1 + DT_s V_i}{2L_1}. \quad (4.218)$$

A corrente média do indutor  $L_2$  é

$$i_{L_2;med} = -\frac{2i_{L_2}(t_0)L_2 - 2Di_{L_2}(t_0)L_2 + DT_s V_i}{2L_2(D-1)}. \quad (4.219)$$

A corrente média no indutor  $L_3$  é dada por

$$i_{L_3;med} = \frac{-2\Delta V_{C_2} T_s D^2 + 4\Delta V_{C_2} T_s D + 2I_{L_3}(t_0)L_3 - \Delta V_{C_2} T_s}{2L_3}. \quad (4.220)$$

#### 4.3.5 Fronteira entre os modos CCM e DCM do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador

O intervalo definido como sendo àquele em que o conversor não apresenta variação de energia, ocorre quando a tensão sobre os indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  é nula.

- Fronteira indutores  $L_2$

$$i_{L_2}(T_s) = -Ni_{L_3}(T_s) \therefore I_{L_2,min} = 0. \quad (4.221)$$

Para esta condição específica de corrente, o valor médio da corrente nos indutores é conhecido como corrente de fronteira ( $I_{L_2B}$ ).

Assim

$$I_{L_2B} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_2}(t) dt. \quad (4.222)$$

O valor da corrente de fronteira pode ser encontrado por

$$I_{L_2B} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_2}(t) dt = \frac{1}{T_s} (\text{area}). \quad (4.223)$$

Assim

$$I_{L_2B} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{\text{base} \times \text{altura}}{2} \right) = \frac{1}{2} (I_{L_2,max} - I_{L_2,min}). \quad (4.224)$$

Portanto

$$I_{L_{2B}} = \frac{I_{L_{2,max}} - I_{L_{2,min}}}{2}. \quad (4.225)$$

Resolvendo para o valor mínimo de corrente, chega-se em

$$I_{L_{2,min}} = I_{L_{2,max}} - 2I_{L_{2B}}. \quad (4.226)$$

Substituindo em 4.37 obtêm-se

$$I_{L_{2B}} = \frac{I_{L_{2,max}}}{2}. \quad (4.227)$$

A corrente máxima pode ser encontrada através de (4.1), (4.2), assim a corrente mínima pode ser definida como

$$I_{L_{2,min}} = I_{L_{2,max}} - \frac{(V_i + V_{C1}) DT_s}{L_2}. \quad (4.228)$$

Substituindo em (4.227) chega-se na equação que relaciona a soma das corrente de fronteira com a razão-cíclica

$$I_{L_{2B}} = \frac{V_i}{1-D} \frac{DT_s}{2} \left( \frac{N}{L_2} \right). \quad (4.229)$$

- Fronteira indutor  $L_1$

$$i_{L_1}(T_s) = 0 \therefore I_{L_{1,min}} = 0. \quad (4.230)$$

Para esta condição específica de corrente, o valor médio da corrente no indutor é conhecido como corrente de fronteira ( $I_{L_{1B}}$ ).

Assim

$$I_{L_{1B}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_1}(t) dt. \quad (4.231)$$

O valor da corrente de fronteira pode ser encontrado por

$$I_{L_{1B}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_1}(t) dt = \frac{1}{T_s} (\text{area}). \quad (4.232)$$

Assim

$$I_{L_{1B}} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{\text{base} \times \text{altura}}{2} \right) = \frac{1}{2} (I_{L_{1,max}} - I_{L_{1,min}}). \quad (4.233)$$

Portanto

$$I_{L_{1B}} = \frac{I_{L_{1,max}} - I_{L_{1,min}}}{2}. \quad (4.234)$$

Resolvendo para o valor mínimo de corrente, chega-se em

$$I_{L1,min} = I_{L1,max} - 2I_{L1B}. \quad (4.235)$$

Substituindo em 4.52 obtêm-se

$$I_{L1B} = \frac{I_{L1,max}}{2}. \quad (4.236)$$

A corrente máxima pode ser encontrada através de (4.3), assim a corrente mínima pode ser definida como

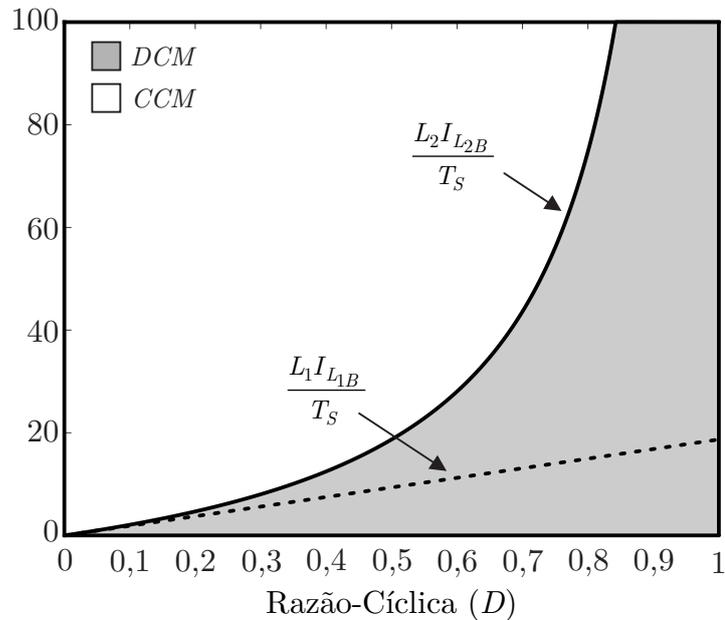
$$I_{L1,min} = I_{L1,max} - V_i \frac{DT_s}{L_1}. \quad (4.237)$$

Substituindo em (4.58) chega-se na equação que relaciona a corrente de fronteira com a razão-cíclica

$$I_{L1B} = V_i \frac{DT_s}{2L_1}. \quad (4.238)$$

Na Figura 4.19 é demonstrado a fronteira para que o conversor proposto opere entre o *CCM*, em branco, e o *DCM*, em cinza. Devido o uso do multiplicador de tensão no secundário, o indutor  $L_3$  não entra no modo *DCM*. O limite normalizado em função da corrente média, indutância, e período de chaveamento.

Figura 4.19 – Condição de fronteira do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado com Multiplicador.



Fonte: Autor.

### 4.3.6 Dimensionamento do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador

Essa seção apresenta as equações para o dimensionamento dos indutores e capacitores para o conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.

#### 4.3.6.1 Dimensionamento dos indutores do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador

- **Indutor  $L_1$**

O indutor  $L_1$  é calculado pela equação (4.64).

- **Indutor  $L_2$**

O indutor  $L_2$  é calculado pela equação (4.68).

- **Indutor  $L_3$**

A tensão através de  $L_3$  com o interruptor fechado é

$$V_{L_3} = \frac{V_{C_2,pk} - V_{o,pk}}{2} = L_3 \frac{di_{L_3}}{dt}. \quad (4.239)$$

Onde

$$V_{C_2,pk} = V_o + \frac{\Delta v_{C_2}}{2}, \quad (4.240)$$

$$V_{o,pk} = V_o + \frac{\Delta v_o}{2}. \quad (4.241)$$

A variação da corrente do indutor é

$$\int_0^{DT_s} dI_{L_3} = \int_0^{DT_s} \frac{\Delta v_{C_2} - \Delta v_o}{2L_3} dt. \quad (4.242)$$

Resolvendo (4.242), tem-se

$$\Delta i_{L_3} = \frac{(\Delta v_{C_2} - \Delta v_o) DT_s}{2L_3}. \quad (4.243)$$

Isolando  $L_3$  de (4.243), chega-se em

$$L_3 = \frac{(\Delta v_{C_2} - \Delta v_o) D}{2\Delta i_{L_3} f_s}. \quad (4.244)$$

#### 4.3.6.2 Dimensionamento dos capacitores

- **Capacitor  $C_1$**

O capacitor  $C_1$  é calculado pela equação (4.77).

- **Capacitor  $C_2$**

A corrente através de  $C_2$  com o interruptor fechado é

$$I_{C_2} = I_{L_3}. \quad (4.245)$$

A variação da tensão no capacitor é

$$C_2 \frac{dv_{C_2}}{dt} = I_{L_3}. \quad (4.246)$$

Resolvendo (4.246), tem-se

$$\int_0^{DT_s} dv_{C_2} = \int_0^{DT_s} \frac{I_{L_3}}{C_2} dt. \quad (4.247)$$

Resolvendo (4.247), tem-se

$$\Delta v_{C_2} = \frac{I_{L_3} DT_s}{C_2}. \quad (4.248)$$

Isolando  $C_2$  de (4.248), chega-se em

$$C_2 = \frac{I_{L_3} D}{\Delta v_{C_2} f_s}. \quad (4.249)$$

- **Capacitor  $C_p$**

O capacitor  $C_p$  é calculado pela equação (4.167).

- **Capacitor  $C_s$**

O capacitor  $C_s$  é calculado pela equação (4.172).

- **Capacitor  $C_o$**

A corrente através de  $C_o$  é

$$I_{C_o} = \frac{\Delta I_{L_3}}{2}. \quad (4.250)$$

A variação da tensão no capacitor é

$$C_o \frac{dv_{C_o}}{dt} = \frac{\Delta i_{L_3}}{2}. \quad (4.251)$$

Resolvendo (4.251), tem-se

$$\int_{DT_s}^{T_s} dv_{C_o} = \int_{DT_s}^{T_s} \frac{\Delta I_{L_3}}{2C_o} dt. \quad (4.252)$$

Resolvendo (4.252), tem-se

$$\Delta v_{C_o} = \frac{\Delta i_{L_3} (1-D) T_s}{2C_o}. \quad (4.253)$$

Isolando  $C_o$  de (4.253), chega-se em

$$C_o = \frac{\Delta i_{L_3} D}{2\Delta v_{C_o} f_s}. \quad (4.254)$$

• **Capacitor de entrada  $C_{pv}$**

O capacitor  $C_{pv}$  é calculado pela equação (4.94).

Na Tabela 4.1 é apresentado um resumo das equações de projeto dos componentes que foram definidas. Como pode ser visto as equações dos componentes do lado primário do transformador são iguais. O capacitor  $C_2$  possui somente no conversor com multiplicador. Ao utilizar a isolação galvânica, o capacitor  $C_{ps}$  é dividido em  $C_p$  e  $C_s$ .

Os indutores do primário do transformador  $L_1$  e  $L_2$  possuem a mesma equação. A equação do indutor  $L_3$  é diferente, pois a tensão sobre o indutor no conversor com multiplicador é  $(\Delta v_{C_2} - \Delta v_o)$ .

Tabela 4.1 – Resumo das equações de projeto do conversor.

Componente	Conversor		
	Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup>	Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> Isolado	Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> Isolado com Multiplicador
$L_1$	$\frac{V_{pv} D}{\Delta i_{L_1} f_s}$		
$L_2$	$\frac{V_{pv} D}{\Delta i_{L_2} (1-D) f_s}$		
$L_3$	$\frac{V_o (1-D)}{\Delta i_{L_3} f_s}$		$\frac{(\Delta v_{C_2} - \Delta v_o) D}{2\Delta i_{L_3} f_s}$
$C_1$	$\frac{I_{L_2} D}{\Delta v_{C_1} f_s}$		
$C_2$	–	–	$\frac{I_{L_3} D}{\Delta v_{C_2} f_s}$
$C_{ps}$	$\frac{I_{L_2} D}{\Delta v_{C_{ps}} f_s}$	–	–
$C_p$	–	$\frac{I_{L_2} D}{\Delta v_{C_p} f_s}$	
$C_s$	–	$\frac{I_{L_2} D}{N \Delta v_{C_s} f_s}$	
$C_{pv}$	$\frac{I_{pv} D (1-D)}{\Delta v_{pv} f_s}$		
$C_o$	$\frac{\Delta i_{L_3} D}{2\Delta v_{C_o} f_s}$		$\frac{\Delta i_{L_3} D}{2\Delta v_{C_o} f_s}$

## 4.4 ESPECIFICAÇÕES DOS CONVERSORES

Nesta secção serão apresentadas as especificações dos conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>, Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado e Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado multiplicador. Os parâmetros dos conversores estão especificados na Tabela 4.2. São definidos os a partir do módulo fotovoltaico escolhido, a corrente de entrada, potência de entrada, tensão de entrada, tensão de saída, frequência de chaveamento, e a relação de transformação do transformador. potencia

As ondulações de corrente nos indutores e as ondulações de tensão nos capacitores dos conversores propostos são apresentadas na Tabela 4.3.

Utilizando as equações de projeto dos conversores, os componentes dos conversores são calculados para os respectivos valores de ondulação de corrente e tensão definidos na Tabela 4.3.

A partir destas definições é gerada a Tabela 6.2. Onde pode ser visto que para manter o mesmo nível de ondulação de tensão nos conversores. Os indutores e capacitores devem ser diferentes, assim o conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado multiplicador, utiliza indutores menores entre os conversores propostos.

Na Tabela 4.5 é demonstrada a validação das equações do projeto dos componentes do conversor. A validação é feita comparando os valores calculados com os valores simulados, assim gera-se um erro percentual do valor calculado com o valor simulado.

Tabela 4.2 – Principais especificações dos conversores.

Parâmetro	Descrição	Conversor		
		Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup>	Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> Isolado	Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> Isolado com Multiplicador
$I_{pv}$	Corrente de entrada	5,35 A		
$P_i$	Potência de entrada	200 W		
$D$	Razão-Cíclica	0,737	0,547	0,388
$V_i$	Tensão de entrada	37,4 V		
$V_o$	Tensão de saída	400 V		
$f_s$	Frequência de chaveamento	50 kHz		
$N$	Relação de transformação	–	4	

Fonte: Autor.

Tabela 4.3 – Ondulações nos indutores e capacitores dos conversores propostos.

Parâmetro	Descrição	Valor
$\Delta I_{L_1}$	Ondulação da corrente $I_{L_1}$	50 %
$\Delta I_{L_2}$	Ondulação da corrente $I_{L_2}$	35 %
$\Delta I_{L_3}$	Ondulação da corrente $I_{L_3}$	10 %
$\Delta V_{C_1}$	Ondulação da tensão $V_{C_1}$	4 %
$\Delta V_{C_2}$	Ondulação da tensão $V_{C_2}$	1 %
$\Delta V_{C_{ps}}$	Ondulação da tensão $V_{C_{ps}}$	2,5 %
$\Delta V_{C_p}$	Ondulação da tensão $V_{C_p}$	2,5 %
$\Delta V_{C_s}$	Ondulação da tensão $V_{C_s}$	2,5 %
$\Delta V_{C_o}$	Ondulação da tensão $V_{C_o}$	0,08 %
$\Delta V_{pv}$	Ondulação da tensão $V_{C_{pv}}$	1 %

Fonte: Autor.

Tabela 4.4 – Principais especificações dos componentes dos conversores.

Componente	Conversor		
	Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup>	Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> Isolado	Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> Isolado com Multiplicador
$C_1$	49,29 $\mu$ F	14,63 $\mu$ F	26,73 $\mu$ F
$C_2$	–	–	1,52 $\mu$ F
$C_{ps}$	0,543 $\mu$ F	–	–
$C_p$	–	9,59 $\mu$ F	26,16 $\mu$ F
$C_s$	–	0,595 $\mu$ F	1,63 $\mu$ F
$C_{pv}$	55,37 $\mu$ F	70,84 $\mu$ F	67,93 $\mu$ F
$C_o$	1,15 $\mu$ F	0,855 $\mu$ F	0,606 $\mu$ F
$L_1$	206,29 $\mu$ H	153,16 $\mu$ H	108,67 $\mu$ H
$L_2$	4,40 mH	1,10 mH	415,08 $\mu$ H
$L_3$	42 mH	72 mH	248,60 $\mu$ H

Fonte: Autor.

Tabela 4.5 – Validação das equações de projeto dos conversores.

<b>Componente</b>	<b>Parâmetro</b>	<b>Calculado</b>	<b>Simulado</b>	<b>Erro absoluto (%)</b>
<b>Indutor <math>L_1</math></b>	Corrente média (A)	5,24	5,25	0,19
	Ondulação de corrente (A)	2,67	2,68	0,37
<b>Indutor <math>L_2</math></b>	Corrente média (A)	3,21	3,20	0,31
	Ondulação de corrente (A)	1,14	1,139	0,09
<b>Indutor <math>L_3</math></b>	Corrente média (A)	0,496	0,5	0,8
	Ondulação de corrente (A)	0,04	0,0399	0,02
<b>Capacitor <math>C_1</math></b>	Tensão média (V)	23,75	23,73	0,08
	Ondulação de tensão (V)	0,95	0,93	2,15
<b>Capacitor <math>C_2</math></b>	Tensão média (V)	400	398,02	0,49
	Ondulação de tensão (V)	4	4,08	2
<b>Capacitor <math>C_p</math></b>	Tensão média (V)	50	49,89	0,22
	Ondulação de tensão (V)	1,52	1,51	0,66
<b>Capacitor <math>C_s</math></b>	Tensão média (V)	200	199,57	0,22
	Ondulação de tensão (V)	6,11	6,07	0,65
<b>Capacitor <math>C_o</math></b>	Tensão média (V)	400	400,3	0,22
	Ondulação de tensão (V)	0,2	0,207	3,5
<b>Capacitor <math>C_{pv}</math></b>	Tensão média (V)	37,4	37,54	0,37
	Ondulação de tensão (V)	0,374	0,375	0,26

Fonte: Autor.

#### 4.5 COMPARATIVO DO GANHO ESTÁTICO DOS CONVERSORES PROPOSTOS

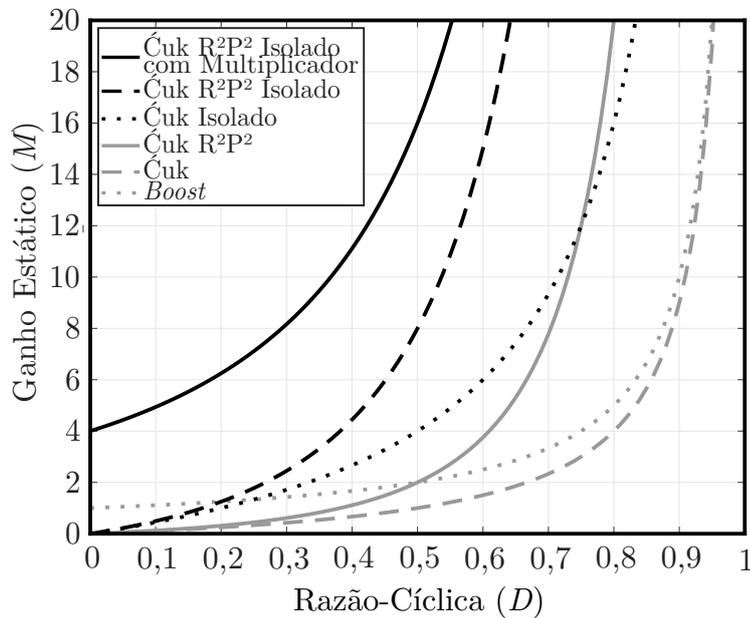
Na Tabela 4.6 pode-se observar um resumo dos conversores apresentados, com destaque aos valores de razão-cíclica necessários para alcançar o ganho estático  $M = 10,695$ , para cada um dos conversores descritos.

A Figura 4.20 representa o ganho estático para os conversores *Boost*, *Ćuk*, *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>*, *Ćuk isolado*, *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado*, *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador*, para diferentes valores de razão-cíclica. Para os conversores isolados a relação de transformação utilizada foi  $N = 4$ .

Tabela 4.6 – Razão cíclica necessária para o ganho  $M = 10,695$ , com relação de transformação  $N = 4$ .

Conversor	Equação	$D$
<i>Boost</i>	$D = 1 - \frac{1}{M}$	0,906
Ćuk	$D = \frac{M}{M + 1}$	0,914
Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup>	$D = \frac{2M - \sqrt{4M + 1} + 1}{2M}$	0,737
Ćuk Isolado	$D = \frac{M}{(M + N)}$	0,727
Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> Isolado	$D = \left(1 + \frac{1}{2M}\right) \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{2 + \frac{N}{M}}}\right)$	0,547
Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> Isolado com Multiplicador	$D = 1 - \sqrt{\frac{N}{M}}$	0,388

Fonte: Autor.

Figura 4.20 – Ganho estático ( $M$ ) pela razão cíclica ( $D$ ) para os conversores *Boost*, Ćuk, Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>, Ćuk isolado, Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado, Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador, para  $N = 4$ .

Fonte: Autor.

Na Tabela 4.7 pode ser visto um comparativo da redução da razão-cíclica em relação ao conversor Ćuk. Somente o conversor Ćuk precisa utilizar uma razão-cíclica de 0,914 para alcançar o ganho de tensão desejado. Contudo ao adicionar a célula R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>

no conversor  $\acute{C}uk$ , a razão-cíclica diminuiu para 0,737, o que ainda é muito elevado. Por outro lado, utilizando uma relação de transformação de 4, o conversor  $\acute{C}uk$  Isolado chegou a um  $D$  próximo ao conversor  $\acute{C}uk R^2P^2$ . Aplicando a técnica  $R^2P^2$  no conversor  $\acute{C}uk$  Isolado, a razão-cíclica foi reduzida para 0,547, se tornando mais atrativo. Ao adicionar o multiplicador, tem-se o conversor  $\acute{C}uk R^2P^2$  Isolado com Multiplicador, além de proporcionar ganho de tensão, esse multiplicador fornecerá um grameamento natural ao conversor. Utilizando as duas técnicas de ganho de tensão neste conversor, obteve-se uma redução de 57,55% em relação ao conversor  $\acute{C}uk$ .

Tabela 4.7 – Comparativo da redução da razão-cíclica em relação ao conversor  $\acute{C}uk$ 

Conversor	$D$	$N$	Razão-cíclica em relação ao conversor $\acute{C}uk$ (%)
$\acute{C}uk$	0,914	–	–
$\acute{C}uk R^2P^2$	0,737	–	–19,37%
$\acute{C}uk$ Isolado	0,727	4	–20,46%
$\acute{C}uk R^2P^2$ Isolado	0,547	4	–40,15%
$\acute{C}uk R^2P^2$ Isolado com Multiplicador	0,388	4	–57,55%

Fonte: Autor.

## 4.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi realizado uma análise sobre os conversores  $\acute{C}uk R^2P^2$ ,  $\acute{C}uk R^2P^2$  isolado e  $\acute{C}uk R^2P^2$  isolado com multiplicador. Foi apresentado o funcionamento em modo de condução contínua e foi realizado o cálculo do ganho estático para cada um dos conversores. Por fim, foi apresentada uma comparação da redução da razão-cíclica ao adicionar cada uma das técnicas de ganho de tensão.



## 5 MODELAGEM E CONTROLE

Neste capítulo será apresentado o modelo CA de pequenos sinais do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado com Multiplicador. O modelo relaciona a corrente de entrada,  $i_{pv}$ , com a razão-cíclica,  $D$ . Para isso, será utilizado o modelo médio por espaço de estados. Para validar o modelo é realizado simulações, onde é comparado o modelo e com a simulação, para a resposta ao degrau na corrente de entrada e na razão-cíclica.

### 5.1 MODELAGEM DO CONVERSOR ĆUK R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> ISOLADO COM MULTIPLICADOR

A modelagem a seguir foi baseada em (BELTRAME, 2010). Para fazer a modelagem, será analisado o circuito equivalente. Desse modo, o transformador será considerado ideal, com magnetizante ( $L_M$ ) com valor infinito e o circuito equivalente para o módulo PV será representado por uma fonte de corrente equivalente, ( $I_{pv}$ ). O circuito equivalente do conversor, Figura 5.1, é obtido após refletir os componentes do lado secundário do transformador para o lado primário, que são definidas como:

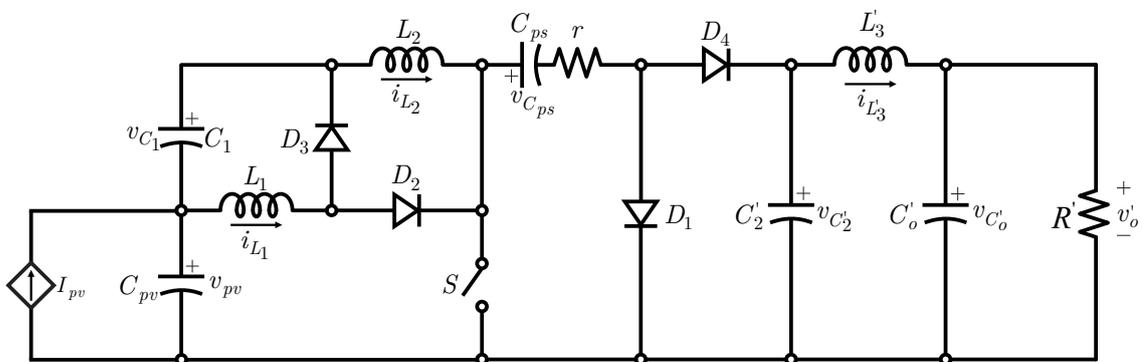
A relação de transformação

$$N = \frac{N_2}{N_1}. \quad (5.1)$$

A tensão  $V_o$  refletida para o primário

$$V_o' = \frac{V_o}{N}. \quad (5.2)$$

Figura 5.1 – Circuito equivalente do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com os elementos do secundário refletidos para o lado primário e identificados com o sobrescrito linha (').



Fonte: Autor.

A capacitância  $C_o$  refletida para o primário

$$C'_o = \frac{C_o}{N^2}. \quad (5.3)$$

A capacitância  $C_2$  refletida para o primário

$$C'_2 = \frac{C_2}{N^2} \quad (5.4)$$

A indutância  $L_3$  refletida para o primário

$$L'_3 = L_3 N^2. \quad (5.5)$$

A resistência  $R$  refletida para o primário

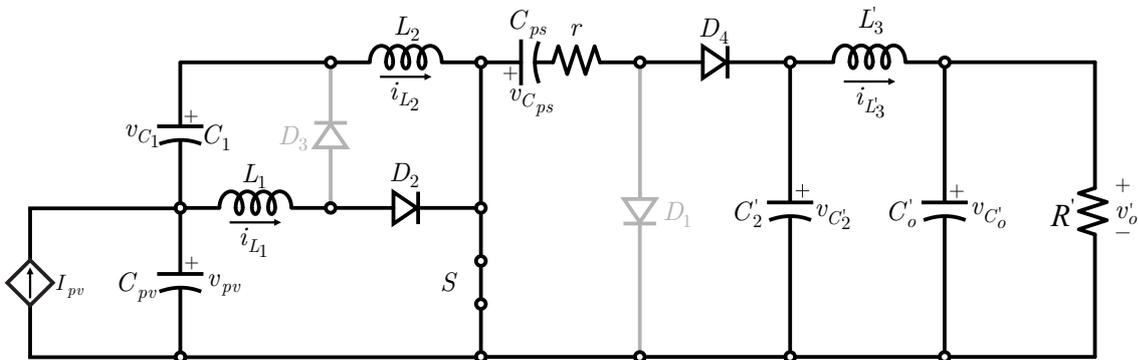
$$R' = \frac{R}{N^2}. \quad (5.6)$$

Como os capacitores  $C_p$  e  $C_s$  estão em série, pode ser feita a associação pela equação (5.7)

$$C_{ps} = \frac{C_p C'_s N^2}{C_p + C'_s N^2} \quad (5.7)$$

- **Etapa 1:**  $0 < t < DT_s$

Figura 5.2 – Etapa 1 para modelagem do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

A operação do conversor durante esta etapa é apresentada na Figura 5.2. Esta etapa tem duração  $DT_s$ , onde  $D$  é a razão cíclica do conversor. A tensão através dos indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  são definidas, respectivamente por

$$L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = v_{pv}(t), \quad (5.8)$$

$$L_2 \frac{di_{L_2}(t)}{dt} = v_{pv}(t) + v_{C_1}(t), \quad (5.9)$$



$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & -\frac{1}{r} & \frac{1}{r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{r} & -\frac{1}{r} & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R'} \end{bmatrix}, \quad (5.19)$$

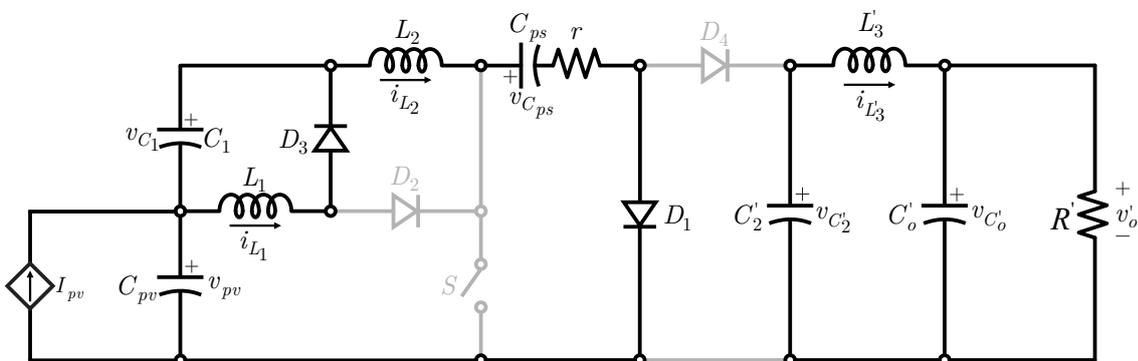
$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.20)$$

$$\mathbf{H}_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0], \quad (5.21)$$

$$\mathbf{E}_1 = [0]. \quad (5.22)$$

- **Etapa 2:**  $DT_s \leq t < T_s$

Figura 5.3 – Etapa 2 para modelagem do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

A operação do conversor durante esta etapa é apresentada na Figura 5.3. Esta etapa tem duração  $(1 - D)T_s$ . A tensão através dos indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  são definidas,

respectivamente por

$$L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = v_{C_1}(t), \quad (5.23)$$

$$L_2 \frac{di_{L_2}(t)}{dt} = v_{pv}(t) + v_{C_1}(t) - v_{C_{ps}}(t) - i_{L_2}(t)r, \quad (5.24)$$

$$L'_3 \frac{di_{L'_3}(t)}{dt} = -v_{C'_o}(t) + v_{C'_2}(t). \quad (5.25)$$

A corrente nos capacitores  $C_{pv}$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_{ps}$ ,  $C_{pv}$  e  $C_o$ , é definida respectivamente por

$$C_1 \frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = i_{L_1}(t) - i_{L_2}(t), \quad (5.26)$$

$$C'_2 \frac{dv_{C'_2}(t)}{dt} = -i_{L'_3}(t), \quad (5.27)$$

$$C_{ps} \frac{dv_{C_{ps}}(t)}{dt} = i_{L_2}(t), \quad (5.28)$$

$$C_{pv} \frac{dv_{pv}(t)}{dt} = i_{pv}(t) - i_{L_2}(t), \quad (5.29)$$

$$C'_o \frac{dv_{C'_o}(t)}{dt} = i_{L'_3}(t) - \frac{v_{C'_o}(t)}{R'}. \quad (5.30)$$

As equações (5.23) a (5.30) podem ser escritas na forma de um sistema de matrizes, como definido por

$$\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t), \quad (5.31)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \mathbf{u}(t), \quad (5.32)$$

onde

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r & 0 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R'} \end{bmatrix}, \quad (5.33)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.34)$$

$$\mathbf{H}_2 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0], \quad (5.35)$$

$$\mathbf{E}_2 = [0]. \quad (5.36)$$

### 5.1.1 Equações de equilíbrio CC

O vetor de estado de equilíbrio  $\mathbf{X} = [I_{L_1} \ I_{L_2} \ I_{L_3} \ V_{C_1} \ V_{C_2} \ V_{C_{ps}} \ V_{pv} \ V_{C_o}]^T$ , e o vetor de saída como  $\mathbf{Y} = [V_{pv}]$ , são definidos pela equação (5.38), onde o vetor de entrada é definido como  $\mathbf{U} = [I_{pv}]$ , sendo que  $I_{L_1}$ ,  $I_{L_2}$ ,  $I_{L_3}$ ,  $V_{C_1}$ ,  $V_{C_2}$ ,  $V_{C_{ps}}$ ,  $V_{pv}$  e  $V_{C_o}$ , são os valores em regime permanente, ou seja, são os valores médios das variáveis  $i_{L_1}(t)$ ,  $i_{L_2}(t)$ ,  $i_{L_3}(t)$ ,  $v_{C_1}(t)$ ,  $v_{C_2}(t)$ ,  $v_{C_{ps}}(t)$ ,  $v_{pv}(t)$  e  $v_{C_o}(t)$ , portanto

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}, \quad (5.37)$$

$$\mathbf{Y} = (-\mathbf{H}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{E})\mathbf{U}, \quad (5.38)$$

onde

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1D + \mathbf{A}_2(1 - D), \quad (5.39)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1D + \mathbf{B}_2(1 - D), \quad (5.40)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_1D + \mathbf{H}_2(1 - D), \quad (5.41)$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_1D + \mathbf{E}_2(1 - D). \quad (5.42)$$

### 5.1.2 Modelo CA de pequenos sinais

As equações de estado do modelo linear CA de pequenos sinais são definidas pela equação (5.43) e (5.44), onde  $\hat{\mathbf{u}}_p(t) = [\hat{\mathbf{u}}(t) \ \hat{d}(t)]^T$ , onde  $\hat{\mathbf{u}}(t)$  e  $\hat{d}(t)$  são pequenas

variações CA no vetor de entrada e na razão-cíclica, sendo  $\hat{\mathbf{x}}(t)$  e  $\hat{\mathbf{y}}(t)$  as variações CA resultantes nos vetores de estado e saída.

Para obter o modelo linear, deve-se assumir que os sinais perturbados são muito menores que seus valores em regime permanente, assim

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t), \quad (5.43)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{H}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t). \quad (5.44)$$

onde

$$\mathbf{A}_p = \mathbf{K}^{-1} \mathbf{A}, \quad (5.45)$$

$$\mathbf{B}_p = \mathbf{K}^{-1} \left[ \mathbf{B} \quad (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_1) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \mathbf{U} \right], \quad (5.46)$$

$$\mathbf{H}_p = \mathbf{H}, \quad (5.47)$$

$$\mathbf{E}_p = \left[ \mathbf{E} \quad (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \mathbf{U} \right]. \quad (5.48)$$

As funções de transferência podem ser encontradas aplicando-se a Transformada de Laplace nas equações (5.43) e (5.44), resultando na equação

$$\hat{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{H}_p (s\mathbf{I}_{8 \times 8} - \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(s). \quad (5.49)$$

Que resulta em

$$G_{v_{pv},d} = \frac{a_7 s^7 + a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^8 + b_7 s^7 + b_6 s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}, \quad (5.50)$$

onde

$$\begin{aligned} a_0 &= -1,1390 \times 10^{35}, & a_1 &= -1,8604 \times 10^{42}, & a_2 &= -7,8384 \times 10^{27}, \\ a_3 &= -8,8960 \times 10^{23}, & a_4 &= -2,8557 \times 10^{19}, & a_5 &= -3,0652 \times 10^{14}, \\ a_6 &= -3,0180 \times 10^9, & a_7 &= -2,1748 \times 10^4, & b_0 &= 4,2454 \times 10^{32}, \\ b_1 &= 2,0795 \times 10^{30}, & b_2 &= 2,2438 \times 10^{26}, & b_3 &= 9,3924 \times 10^{22}, \\ b_4 &= 3,5650 \times 10^{18}, & b_5 &= 3,8614 \times 10^{14}, & b_6 &= 9,8467 \times 10^9, \\ b_7 &= 4,3888 \times 10^4. \end{aligned}$$

e

$$G_{v_{pv},i_{pv}} = \frac{a_7 s^7 + a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^8 + b_7 s^7 + b_6 s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}, \quad (5.51)$$

onde

$$\begin{aligned}
 a_0 &= -3.2192 \times 10^{33}, & a_1 &= 7,4268 \times 10^{29}, & a_2 &= 3.5789 \times 10^{26}, \\
 a_3 &= 1,3872 \times 10^{22}, & a_4 &= 1.5670 \times 10^{18}, & a_5 &= 3,9964 \times 10^{13}, \\
 a_6 &= 1.7841 \times 10^8, & a_7 &= 4,0650 \times 10^3, & b_0 &= 4.2454 \times 10^{32}, \\
 b_1 &= 2,0795 \times 10^{30}, & b_2 &= 2.2438 \times 10^{26}, & b_3 &= 9,3924 \times 10^{22}, \\
 b_4 &= 3.5650 \times 10^{18}, & b_5 &= 3,8614 \times 10^{14}, & b_6 &= 9.8467 \times 10^9, \\
 b_7 &= 4,3888 \times 10^4.
 \end{aligned}$$

### 5.1.3 Validação do modelo do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador

Para validar o modelo do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador será analisada a resposta ao degrau. Para isso será realizada a simulação do circuito, comparando com o modelo no *software* PSIM<sup>®</sup>.

Para comparar o modelo com a simulação é necessário definir as especificações de projeto do conversor. A Tabela 5.1 apresenta as especificações do conversor a ser validado. Os valores dos componentes foram apresentados na Tabela 4.2 do Capítulo 3.

Tabela 5.1 – Especificações do conversor.

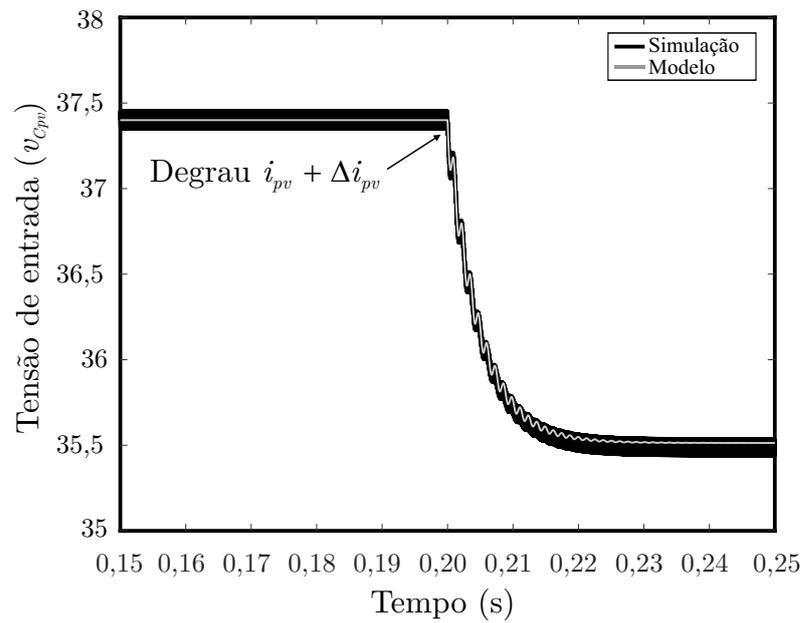
Símbolo	Parâmetro	Valor
$I_{pv}$	Corrente do painel	5,35 A
$P_i$	Potência de entrada	200 W
$D$	Razão-cíclica	0,3884
$V_i$	Tensão de entrada	37,4 V
$V_o$	Tensão de saída	400 V
$f_s$	Frequência de chaveamento	50 kHz

Fonte: Autor.

A validação do modelo é realizada comparando-se o comportamento do modelo, com o conversor simulado quando ambos são submetidos às mesmas condições de entrada. Aplicando um degrau de 5% na corrente de entrada, ( $\hat{I}_{pv} = 0,2675$  A), resulta em  $i_{pv} = 5,35 - 0,2675 = 5,0825$  A, no tempo de 0,2 s, conforme Figura 5.4.

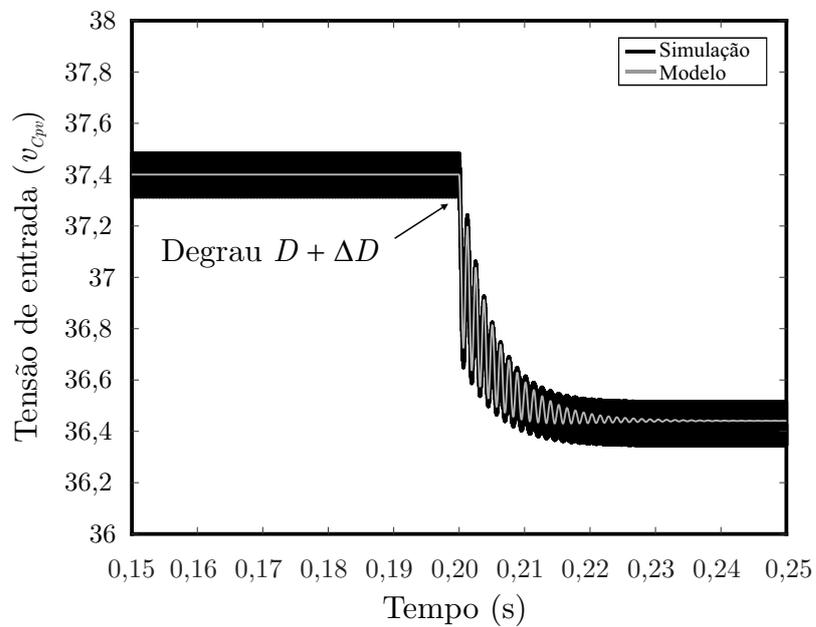
De maneira análoga, um degrau é aplicado na razão-cíclica ( $\hat{d} = 0,001942$ ), que resulta em  $D = 0,3884 + 0,001942 = 0,3903$ , no tempo de 0,2 s, conforme Figura 5.5.

Figura 5.4 – Validação do modelo para o conversor  $\acute{C}$ uk  $R^2P^2$  isolado com multiplicador para resposta a um degrau na corrente de entrada.



Fonte: Autor.

Figura 5.5 – Validação do modelo do conversor  $\acute{C}$ uk  $R^2P^2$  isolado com multiplicador para a resposta ao degrau na razão cíclica.



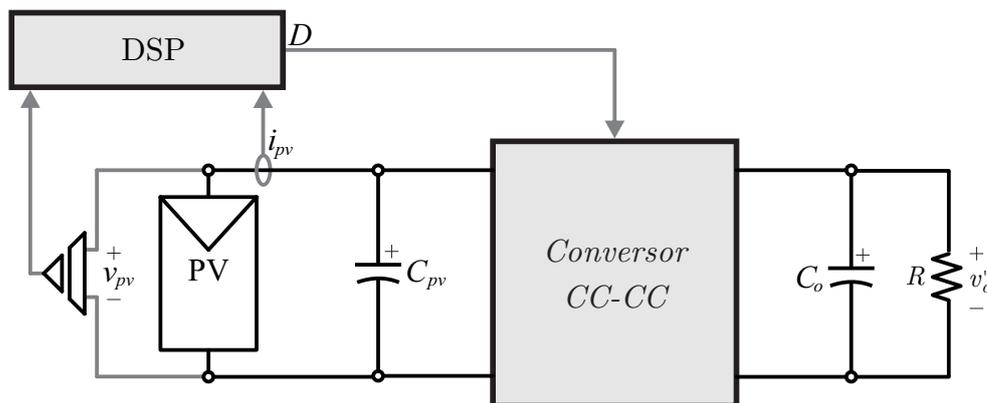
Fonte: Autor.

### 5.1.4 Rastreamento do ponto de máxima potência

Algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência têm como objetivo otimizar a extração da potência fornecida por um arranjo ou módulo fotovoltaico para diversas condições de irradiância e temperatura das células.

O método mais simples e utilizado em sistemas fotovoltaicos é o Perturba e Observa (P&O). O método consiste em aplicar uma perturbação na corrente ou tensão do arranjo ou módulo fotovoltaico e observar o comportamento da potência (ANDRES, 2018). Este método será utilizado neste trabalho, sendo a variável perturbada a tensão de entrada  $v_{pv}$  e a variável observada a potência medida nos terminais de entrada do conversor. O conversor tem uma malha para realizar o controle da tensão de entrada, portanto o algoritmo (P&O) perturba a referência de tensão desta malha. Na Figura 5.6 é apresentado um fluxograma deste algoritmo e na Figura 5.7 o esquemático de como as medidas de tensão e corrente são realizadas pelo sistema de controle digital.

Figura 5.7 – Esquemático do sistema fotovoltaico.



Fonte: Autor.

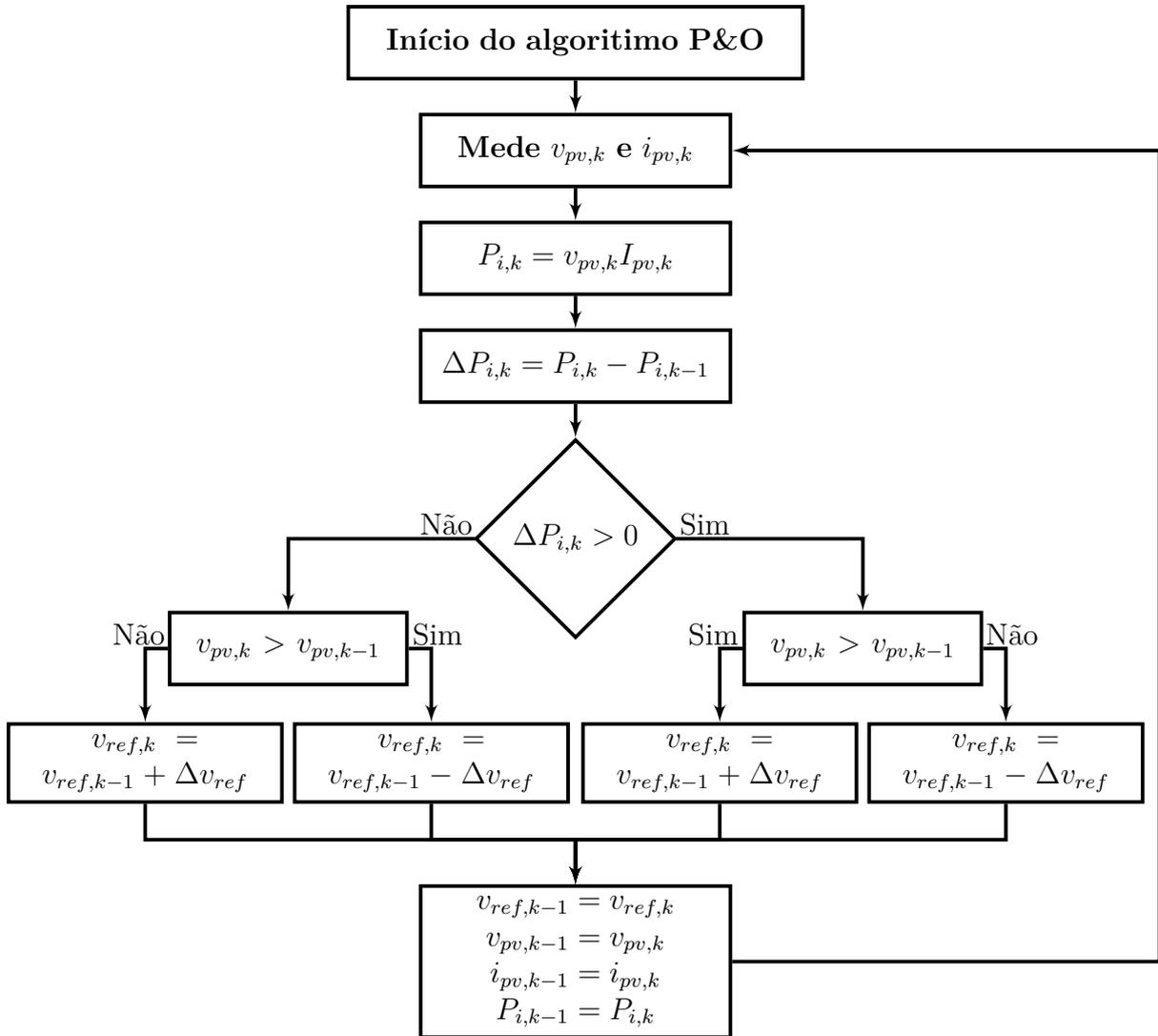
## 5.2 PROJETO DO CONTROLADOR

Esta seção apresenta o sistema de controle do conversor CC-CC.

### 5.2.1 Projeto do controlador discreto

O projeto do controlador discreto foi discutido em (VENTURINI, 2016). Seguindo a metodologia apresentada, para projetar o controlador deve-se obter o modelo discreto da planta no plano  $z$ ; considerando o efeito do PWM (ZOH). A partir o modelo no

Figura 5.6 – Fluxograma do método Perturba e Observa.



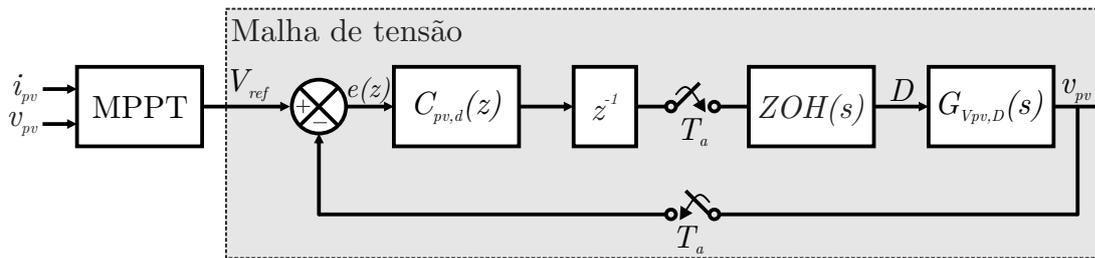
Fonte: Adaptado de (ANDRES, 2018).

plano  $z$  multiplica-se a planta discretizada por  $z^{-1}$ , inserindo a dinâmica do atraso de uma amostra que ocorre na atualização da lei de controle.

Para obter a função de transferência em  $w$ , deve ser realizada a transformação bilinear sobre a planta discretizada e, assim, fazer o projeto do controlador no plano  $w$ . O controlador de tensão é projetado pelo método de resposta em frequência. Após o projeto do controlador ser realizado, deve-se voltar para o plano  $z$ , utilizando a transformada bilinear inversa.

O diagrama de blocos completo da estrutura de controle é apresentado na Figura 5.8. A referência de tensão  $V_{ref}$  é definida a partir do algoritmo de MPPT. Esse algoritmo tem como entrada a corrente  $i_{pv}$  e a tensão  $v_{pv}$ .

Figura 5.8 – Diagrama de blocos completo.

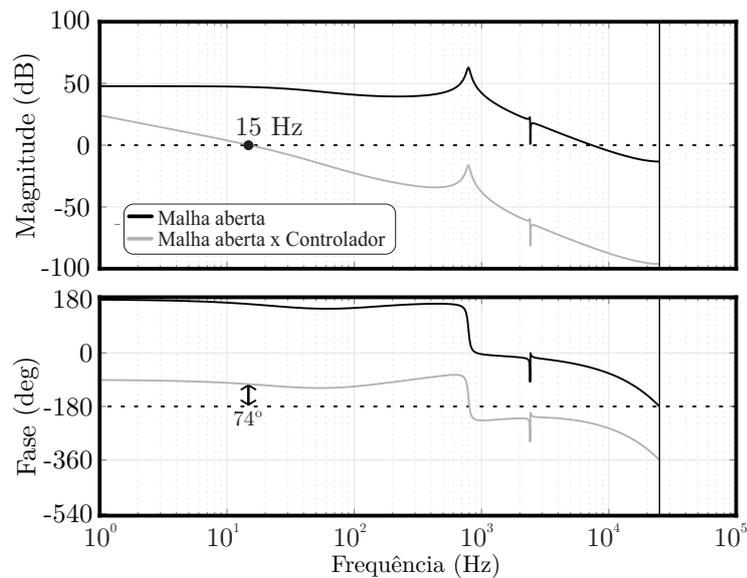


Fonte: Autor.

Para fazer o rastreamento da referência, o controlador utilizado é do tipo proporcional integral (PI), pois garante erro nulo em regime permanente para entradas do tipo degrau. A função de transferência do controlador no plano  $z$  é mostrada em (5.52).

$$C_{pv,d}(z) = \frac{-7,531 \times 10^{-5}z + 6,702 \times 10^{-5}}{z - 1} \quad (5.52)$$

O controlador é projetado para que o sistema opere com uma banda passante ( $BW$ ) de 15 Hz e uma margem de fase ( $MF$ ) de aproximadamente  $74^\circ$ . O diagrama de Bode pode ser visto na Figura 5.9. Este controlador contribui com o aumento do ganho em baixas frequências.

Figura 5.9 – Resposta em frequência da malha de tensão no plano  $z$  após a inserção do controlador.

Fonte: Autor.

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais de modo a validar os conversores e o sistema de controle. São apresentadas formas de onda, rendimento, resultados em malha fechada e MPPT.

### 6.1 IMPLEMENTAÇÃO DOS PROTÓTIPOS

A implementação dos controladores digitais foi realizada no DSP TMS320F28335 (Texas Instruments®). Para obter as formas de onda, foi utilizado um osciloscópio DPO3034 (Tektronix®). Para análise do rendimento e medidas das grandezas elétricas, foi utilizado o analisador de potência WT1800 (Yokogawa®).

Os resultados a seguir foram obtidos utilizando as curvas da Tabela 6.1, que foram programadas no simulador fotovoltaico E4360A (Agilent®). Essa tabela contém os valores de tensão de máxima potência ( $v_{mp}$ ), tensão de circuito aberto ( $v_{oc}$ ), corrente de máxima potência ( $i_{mp}$ ) e corrente de curto-circuito ( $i_{sc}$ ) para uma temperatura ambiente de 25 °C.

Tabela 6.1 – Principais parâmetros das curvas de irradiância do módulo PV.

Irradiância 25 °C (Potência no MPP)	Tensão de máxima potência	Corrente de máxima potência	Corrente de curto-circuito	Tensão de circuito aberto
1000 W/m <sup>2</sup> (200 W)	37,40 V	5,35 A	45,30 V	5,7 A
900 W/m <sup>2</sup> (180 W)	37,63 V	4,78 A	45,05 V	5,14 A
800 W/m <sup>2</sup> (160 W)	37,39 V	4,28 A	44,82 V	4,57 A
750 W/m <sup>2</sup> (150 W)	37,41 V	4,01 A	44,68 V	4,28 A
700 W/m <sup>2</sup> (140 W)	37,33 V	3,74 A	44,54 V	3,99 A
600 W/m <sup>2</sup> (120 W)	37,28 V	3,22 A	44,29 V	3,42 A
500 W/m <sup>2</sup> (99,45 W)	37,14 V	2,67 A	43,92 V	2,85 A
400 W/m <sup>2</sup> (79,12 W)	36,90 V	2,14 A	43,53 V	2,28 A
300 W/m <sup>2</sup> (58,82 W)	36,58 V	1,60 A	42,93 V	1,71 A
200 W/m <sup>2</sup> (38,62 W)	36,07 V	1,07 A	42,16 V	1,14 A
100 W/m <sup>2</sup> (18,72 W)	34,93 V	0,53 A	40,86 V	0,57 A
50 W/m <sup>2</sup> (9,36 W)	33,77 V	0,27 A	39,12 V	0,29 A

Fonte: Autor.

Os resultados foram obtidos com o conversor operando no ponto de máxima potência do módulo PV (200 W), ou seja, corrente  $i_{pv} = 5,35$  A e tensão  $v_{pv} = 37,4$  V. Os principais parâmetros de operação do conversor foram definidos e seus valores são apresentados na Tabela 6.2. E Tabela 6.3 as principais especificações do transformador.

Tabela 6.2 – Principais especificações dos conversores.

Componentes	Conversor	
	Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> Isolado com Multiplicador	Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> Isolado
$D_1$	IDH08G65C5	C4D20120A
$D_2$	MBR20100CT	
$D_3$	MBR20100CT	
$D_4$	IDH08G65C5	–
$C_1$	27 $\mu$ F	
$C_2$	2,2 $\mu$ F	
$C_p$	27 $\mu$ F	
$C_s$	1,62 $\mu$ F	
$C_{pv}$	30 $\mu$ F	
$C_o$	620 nF	
$L_1$	104,16 $\mu$ H	
$L_2$	416,67 $\mu$ H	
$L_3$	220 $\mu$ H	55 mH
$N$	4	
MOSFET	IRFP4668PbF	
$D_g$	–	BYV26E
$C_g$	–	42 nF

Fonte: Autor.

Tabela 6.3 – Especificações do transformador.

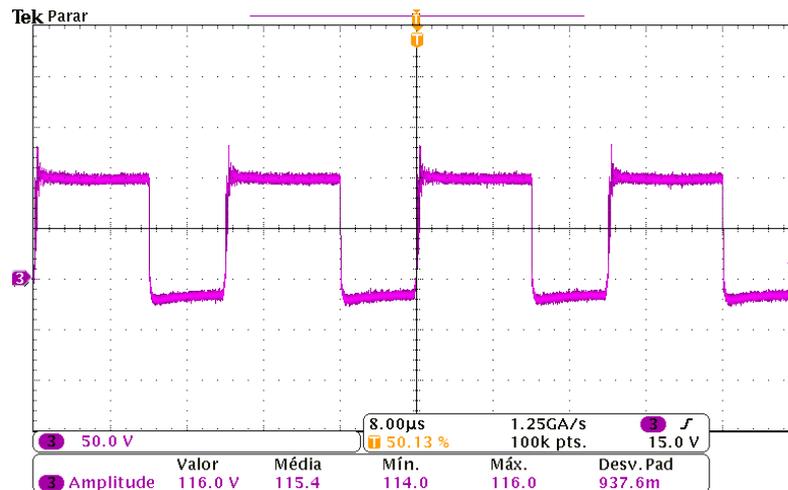
Material	Nanocristalido
Part number do núcleo	MMT520T30.20.10B
Número de espiras do primário	20 espiras
Número de espiras do secundário	80 espiras
Enrolamento primário	2 $\times$ 63 $\times$ 37 AWG
Enrolamento secundário	1 $\times$ 63 $\times$ 37 AWG

Fonte: Autor.

## 6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR $\acute{C}$ UK R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> ISOLADO COM MULTIPLICADOR

A Figura 6.1 mostra a tensão medida no interruptor ( $v_{ds}$ ), sua amplitude foi de 116 V.

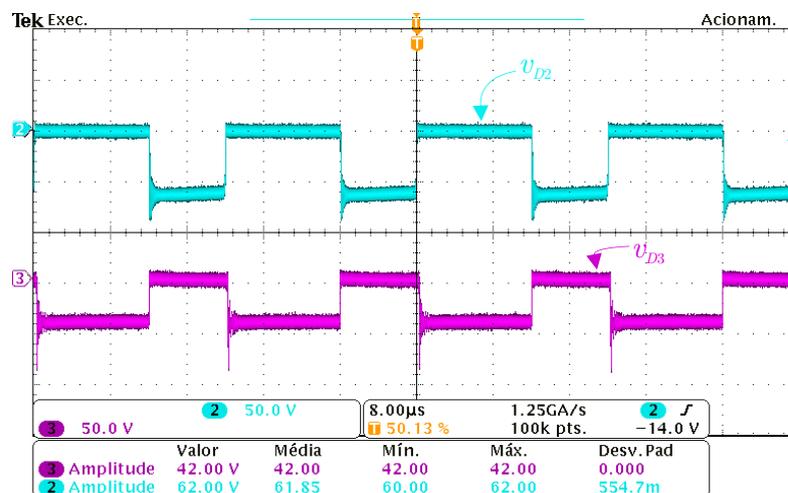
Figura 6.1 – Tensão  $v_{ds}$  (50 V/div) do conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

Na Figura 6.2 são mostradas as tensões sobre os diodos do lado primário do conversor. Em ciano a tensão  $v_{D_2}$  e em rosa a tensão  $v_{D_3}$ , sendo as amplitudes de respectivamente 62 V para  $v_{D_2}$  e 42 V para  $v_{D_3}$ .

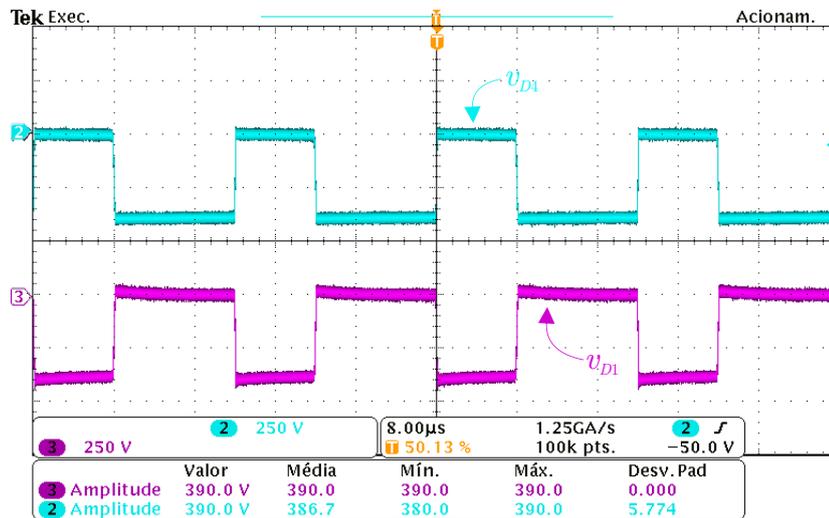
Figura 6.2 – Tensões  $v_{D_2}$  (50 V/div) e  $v_{D_3}$  (50 V/div) do conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

As tensões sobre os diodos do lado secundário do conversor são mostradas na Figura 6.3, sendo a tensão  $v_{D_4}$  em rosa a tensão  $v_{D_1}$  em azul. As amplitudes são iguais a 390 V.

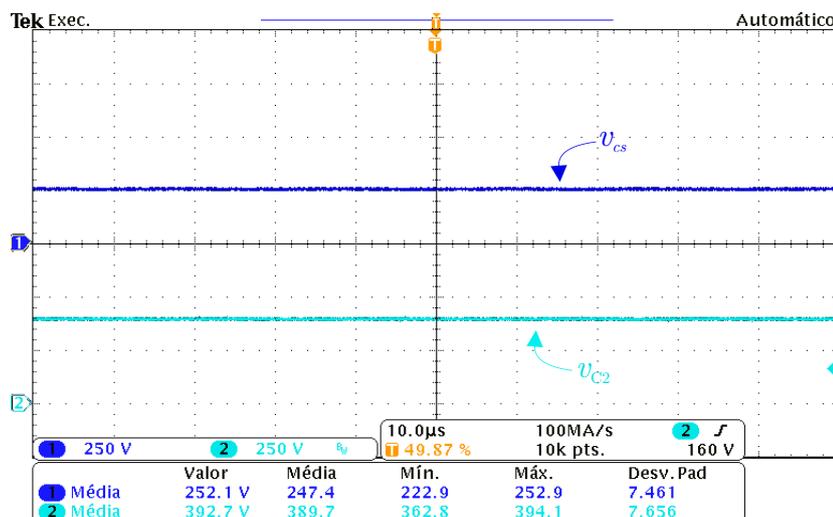
Figura 6.3 – Tensões  $v_{D_4}$  (250 V/div) e  $v_{D_1}$  (250 V/div) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

A Figura 6.4 mostra a tensão no capacitor do multiplicador de tensão  $v_{c_2}$  (em azul) e também a tensão sobre o capacitor do secundário  $v_{c_s}$  (em rosa). Os valores médios são 252,1 V para  $v_{c_s}$  e 392,7 V para  $v_{c_2}$ .

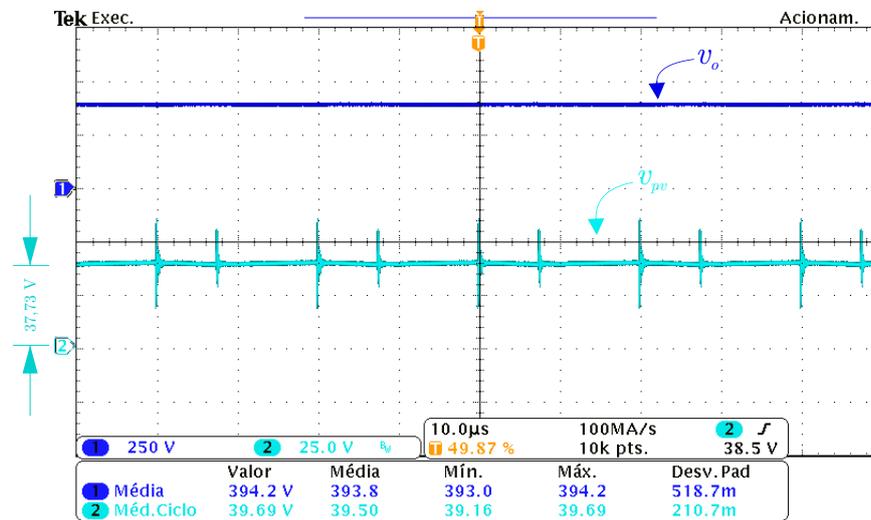
Figura 6.4 – Tensões  $v_{c_s}$  (250 V/div) e  $v_{c_2}$  (250 V/div) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

Aa Figura 6.5 mostra a tensão de entrada  $v_{pv}$  (em ciano) e a tensão de saída  $v_o$  (em azul). Seus valores de médios são 37,73 V para  $v_{pv}$  e 394,2 V para  $v_o$ .

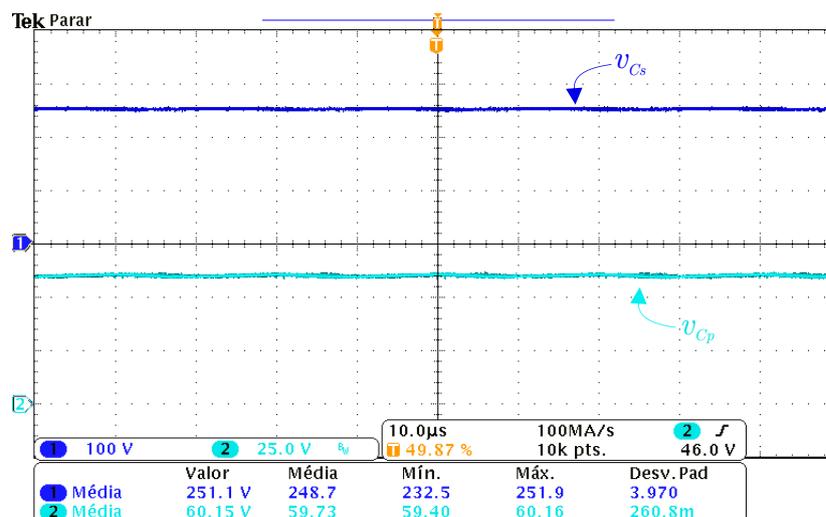
Figura 6.5 – Tensões  $v_{pv}$  (25 V/div) e  $v_o$  (250 V/div) do conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

As tensões nos capacitores do transformador  $v_{C_p}$  e  $v_{C_s}$  são demonstradas na Figura 6.6. Em ciano a tensão  $v_{C_p}$  e em azul a tensão  $v_{C_s}$ . Os seus valores médios são 60,15 V para  $v_{C_p}$  e 251,1 V para  $v_{C_s}$ .

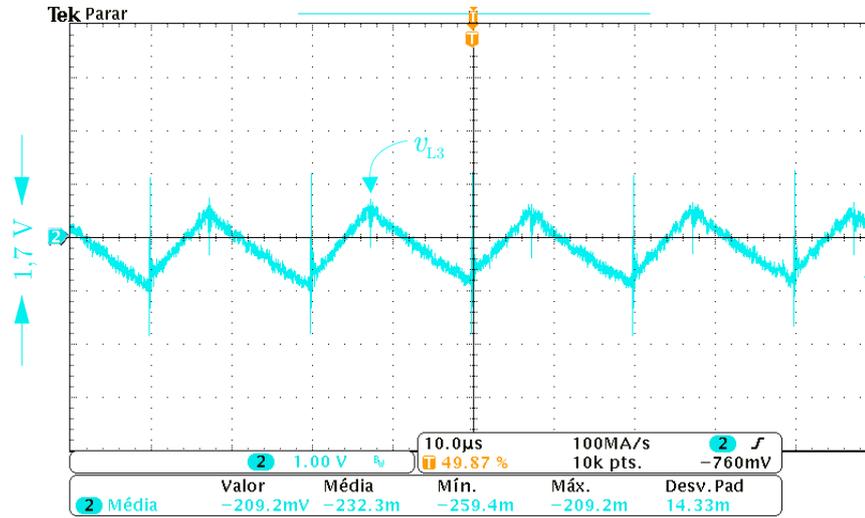
Figura 6.6 – Tensões  $v_{C_p}$  (25 V/div) e  $v_{C_s}$  (100 V/div) do conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

Na Figura 6.7 é mostrada a tensão sobre o indutor  $L_3$ . É possível notar que devido à configuração do filtro de saída, a ondulação de tensão sobre o indutor é pequena. O valor da amplitude medida, conforme mostra a figura, é de aproximadamente 1,7 V.

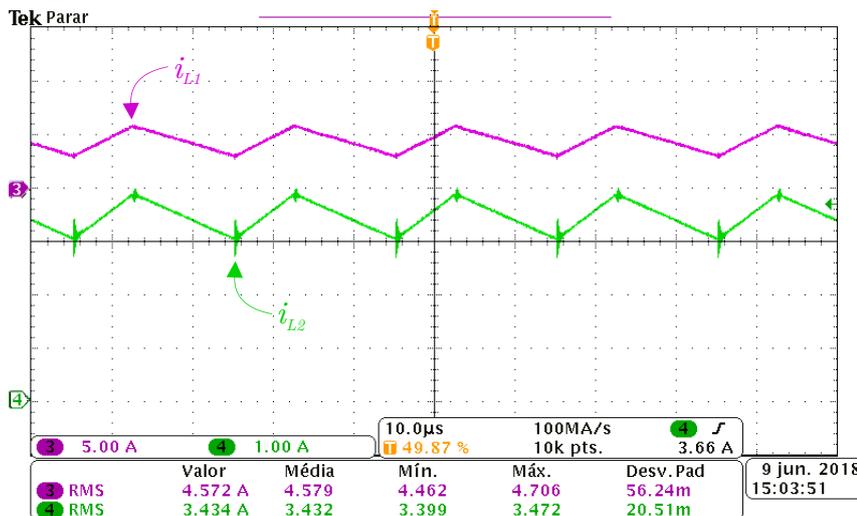
Figura 6.7 – Tensão  $v_{L_3}$  (1 V/div) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

As correntes  $i_{L_1}$  e  $i_{L_2}$  estão ilustradas na Figura 6.8. Em rosa a corrente no indutor  $L_1$  e em azul a corrente no indutor  $L_2$ . Os valores eficazes das formas de onda mostradas na figura são 4,57 A para  $i_{L_1}$  e 3,43 para  $i_{L_2}$ .

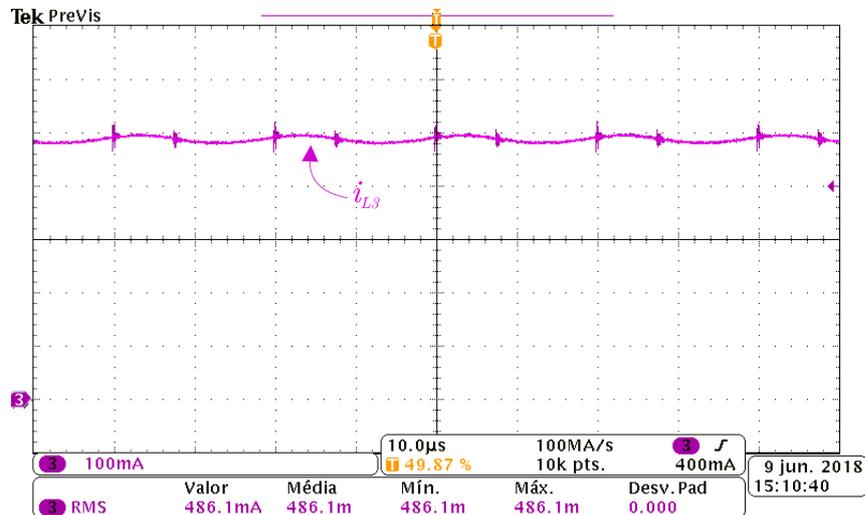
Figura 6.8 – Correntes  $i_{L_1}$  (5 A/div) e  $i_{L_2}$  (1 A/div) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

A corrente  $i_{L_3}$  através do indutor  $L_3$  (em rosa), é demonstrada na Figura 6.9. O seu valor eficaz é de 486,1 mA. É possível notar que ondulação de corrente é muito baixa (aproximadamente 3%).

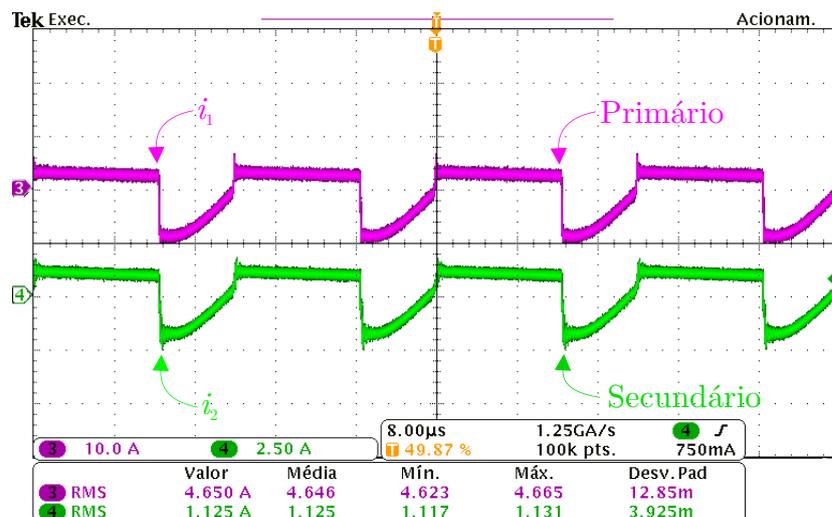
Figura 6.9 – Corrente  $i_{L_3}$  (100 mA/div) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

As correntes através do transformador são demonstradas na Figura 6.10, sendo  $i_1$  (em rosa), a corrente através do primário, e  $i_2$  (em verde), a corrente através do secundário. Os seus valores eficazes de corrente são 4,65 A para  $i_1$  e 1,12 A para  $i_2$ .

Figura 6.10 – Correntes no primário (10 A/div) e secundário do transformador (2.5 A/div) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.

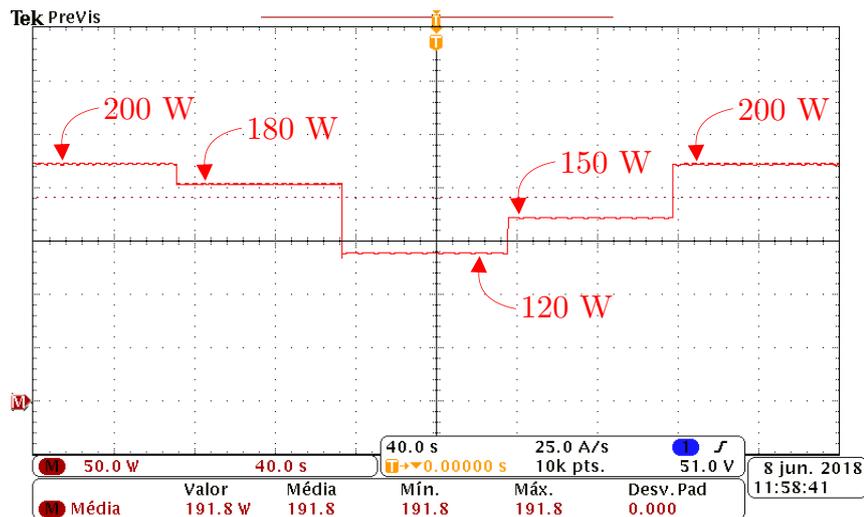


Fonte: Autor.

### 6.3 TESTES DO RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA

Utilizando o algoritmo de MPPT, com o método P&O gerando uma nova tensão e referência a cada 2 s. A potência foi reduzida de 200 W até 120 W, e em seguida foi de 120 W para 200 W afim de demonstrar o comportamento do algoritmo de MPPT para diferentes situações de sombreamento. Os resultados são apresentados na Figura 6.11.

Figura 6.11 – Variação da potência do módulo PV através da variação dos níveis de irradiância no conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.



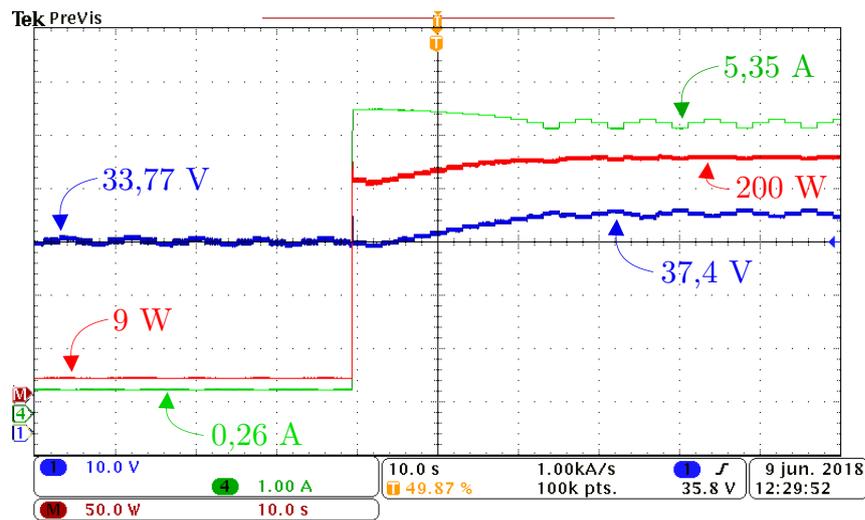
Fonte: Autor.

A Figura 6.12 demonstra um degrau de irradiância de 9 W para 200 W. Com isso pode-se observar o rastreamento realizado até atingir o ponto de máxima potência.

A partir dos resultados obtidos, é possível concluir que o algoritmo funcionou de maneira satisfatória, mesmo com um variação grande de irradiância, sendo capaz de rastrear a tensão que será utilizada como referência.

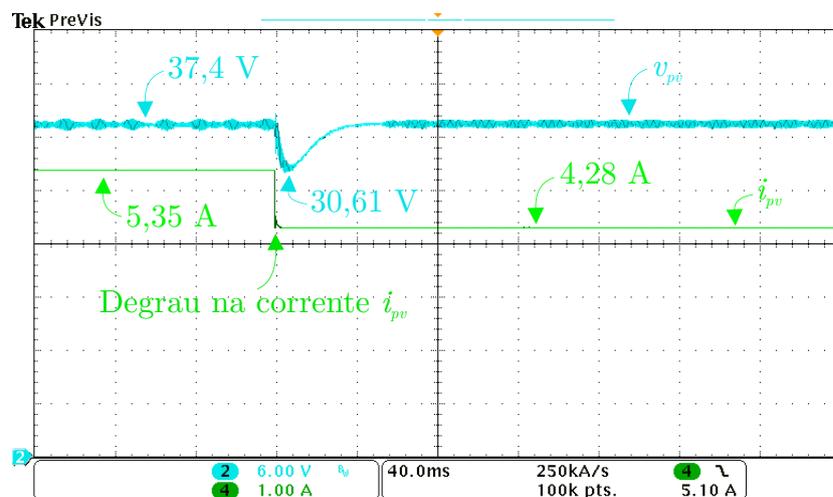
A fim de verificar o comportamento do controlador, a Figura 6.13 demonstra o resultado de um degrau de 20% (5,35 para 4,28 A) na corrente de entrada. A tensão  $v_{pv}$  chegou a 30,61 V, voltando a atingir o valor desejado em regime permanente dentro de 40 ms.

Figura 6.12 – Variação da potência do módulo PV através de um degrau na irradiância no conversor  $\hat{C}uk R^2P^2$  isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

Figura 6.13 – Variação da tensão de entrada através de um degrau na corrente de  $i_{pv}$  no conversor  $\hat{C}uk R^2P^2$  isolado com multiplicador.



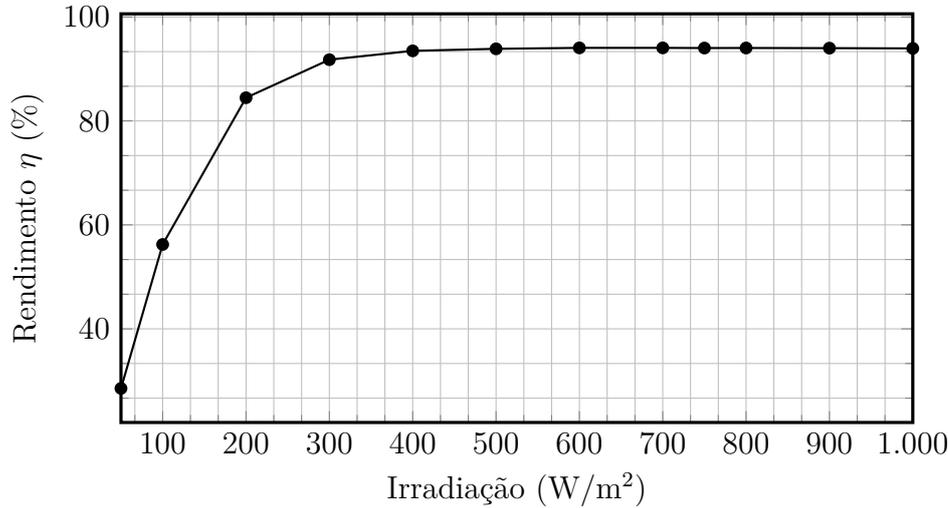
Fonte: Autor.

### 6.3.1 Resultados de eficiência com resistência constante para o conversor $\hat{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador.

A seguir são apresentados os resultados de eficiência. Esses resultados foram obtidos utilizando o simulador fotovoltaico E4360A (Agilent®).

Na Figura 6.14 é apresentada a curva de rendimento do conversor  $\acute{C}uk R^2P^2$  isolado com multiplicador. Verificou-se que o rendimento máximo obtido foi de 94,05%, ocorrendo em 600 W/m<sup>2</sup> de irradiação.

Figura 6.14 – Curva de rendimento  $\times$  irradiação com resistência constante do conversor  $\acute{C}uk R^2P^2$  isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

Para quantificar o rendimento em um único valor, são apresentadas duas formas de se calcular a eficiência, que são as chamadas “eficiência europeia” ( $\eta_{eu}$ ), que leva em conta a estatística os dados de irradiações do noroeste da Alemanha, e a “eficiência californiana” ( $\eta_{cec}$ ), que leva em conta as estatísticas do estado norte-americano da Califórnia (PRIEB, 2012) (ANDRES, 2018):

$$\eta_{eu} = 0,03\eta_{5\%} + 0,06\eta_{10\%} + 0,13\eta_{20\%} + 0,10\eta_{30\%} + 0,48\eta_{50\%} + 0,20\eta_{100\%}, \quad (6.1)$$

$$\eta_{cec} = 0,04\eta_{10\%} + 0,05\eta_{20\%} + 0,12\eta_{30\%} + 0,21\eta_{50\%} + 0,53\eta_{75\%} + 0,05\eta_{100\%}. \quad (6.2)$$

onde  $\eta_{x\%}$  é a eficiência do conversor em  $x\%$  do potência nominal de saída.

A eficiência média ponderada da comissão de energia da Califórnia é dada pela Tabela 6.4. Como pode ser visto, a eficiência média é 92,65%.

Tabela 6.4 – Eficiência média ponderada californiana para o conversor  $\acute{C}uk R^2P^2$  isolado com multiplicador.

Ponderação	Irradiação	$\eta$
0,04	10 %	56,23 %
0,05	20 %	84,46 %
0,12	30 %	91,78 %
0,21	50 %	93,87 %
0,53	75 %	94,02 %
0,05	100 %	93,95 %
Total		91,75 %

Fonte: Autor.

A eficiência média ponderada europeia é dada pela Tabela 6.5. Como pode ser visto, a eficiência média é 88,23%.

Tabela 6.5 – Eficiência média ponderada europeia, para o conversor  $\acute{C}uk R^2P^2$  isolado com multiplicador.

Ponderação	Irradiação	$\eta$
0,03	5 %	28,54 %
0,06	10 %	56,23 %
0,13	30 %	84,46 %
0,10	30 %	91,78 %
0,48	50 %	93,87 %
0,20	100 %	93,95 %
Total		88,23 %

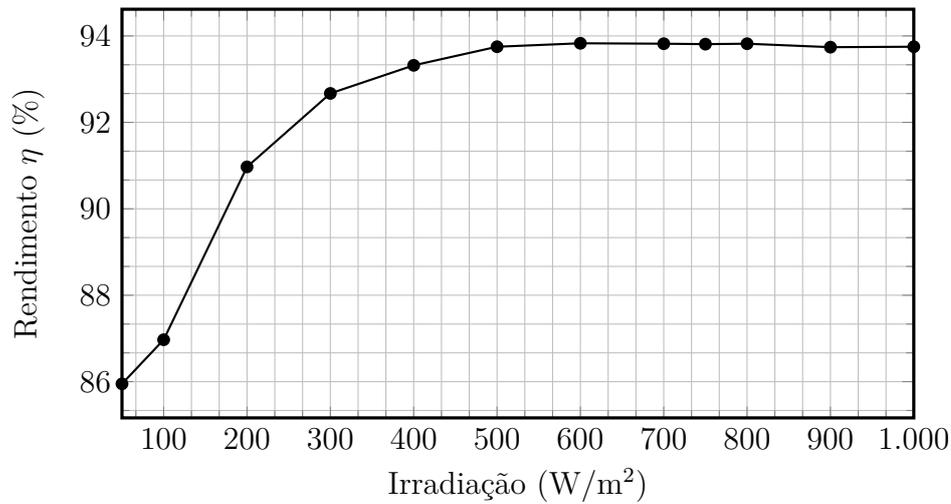
Fonte: Autor.

### 6.3.2 Resultados de eficiência com tensão fixa para o conversor $\acute{C}uk R^2P^2$ isolado com multiplicador.

A seguir são apresentados os resultados de eficiência, obtidos ajustando o valor da resistência da saída do conversor para que a tensão  $v_o$  permanecesse sempre em 400 V.

Na Figura 6.15 é apresentada a curva de rendimento do conversor  $\acute{C}uk R^2P^2$  isolado com multiplicador. Verificou-se que o rendimento máximo obtido foi de 93,83%, ocorrendo em 600 W/m<sup>2</sup> de irradiação.

Figura 6.15 – Curva de rendimento  $\times$  potência para carga com tensão fixa do conversor  $\acute{C}uk R^2P^2$  isolado com multiplicador.



Fonte: Autor.

A eficiência média ponderada da comissão de energia da Califórnia é dada pela Tabela 6.6. Como pode ser visto, a eficiência média é 93,24%.

Tabela 6.6 – Eficiência média ponderada californiana, para o conversor  $\acute{C}uk R^2P^2$  isolado com multiplicador.

Ponderação	Irradiação	$\eta$
0,04	10 %	86,97 %
0,05	20 %	90,97 %
0,12	30 %	92,67 %
0,21	50 %	93,75 %
0,53	75 %	93,81 %
0,05	100 %	93,74 %
Total		93,24 %

Fonte: Autor.

A eficiência média ponderada europeia é dada pela Tabela 6.7. Como pode ser visto, a eficiência média é 92,63%.

Tabela 6.7 – Eficiência média ponderada europeia, para o conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador.

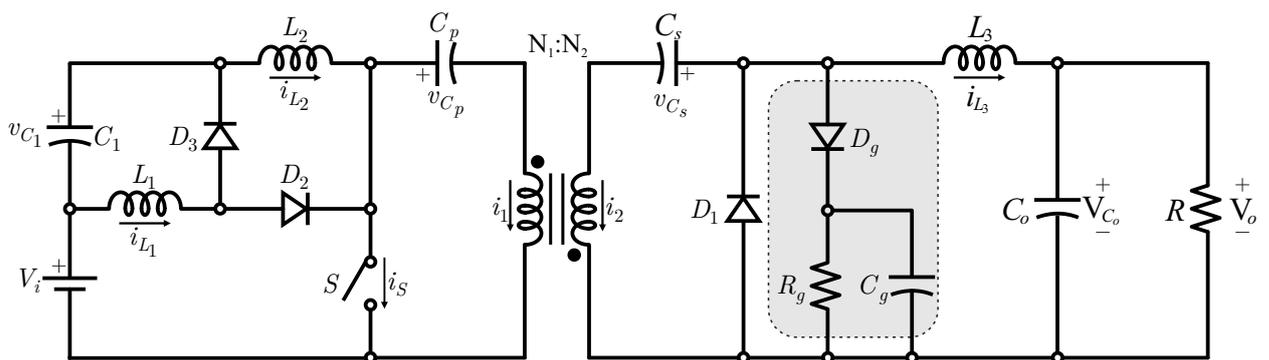
Ponderação	Irradiação	$\eta$
0,03	5 %	85,95 %
0,06	10 %	86,97 %
0,13	30 %	90,97 %
0,10	30 %	92,67 %
0,48	50 %	93,75 %
0,20	100 %	93,74 %
Total		92,63 %

Fonte: Autor.

#### 6.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR ĆUK R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> ISOLADO

No conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado foi necessário utilizar um circuito de grampeamento de tensão para limitar os *spikes* de tensão no secundário do transformador. O *Snubber* projetado é mostrado na Figura 6.16 e é composto por um diodo ultra-rápido,  $D_g$ , um conjunto de resistências em série,  $R_g$ , totalizando 28 k $\Omega$ , e um capacitor de filme,  $C_g$ , de 47 nF.

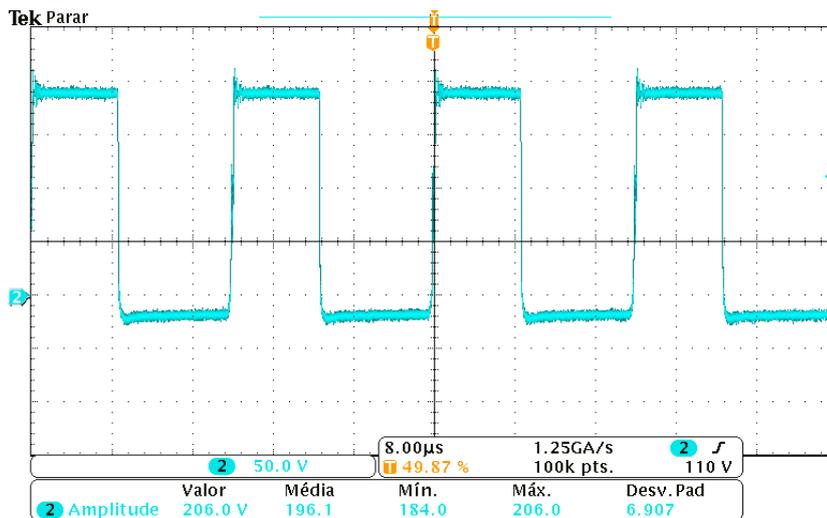
Figura 6.16 – Conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com destaque ao circuito grampeador.



Fonte: Autor.

A Figura 6.17 mostra a tensão no interruptor ( $v_{ds}$ ). Esse sinal foi medido com o conversor operando no ponto de máxima potência do módulo PV de (200 W). O valor de amplitude medido foi de aproximadamente 206 V.

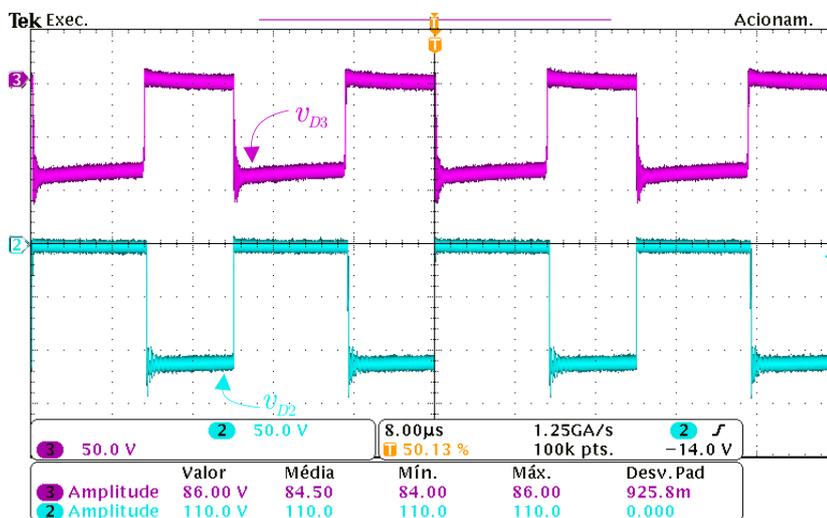
Figura 6.17 – Tensão  $V_{ds}$  (50 V/div) do conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.



Fonte: Autor.

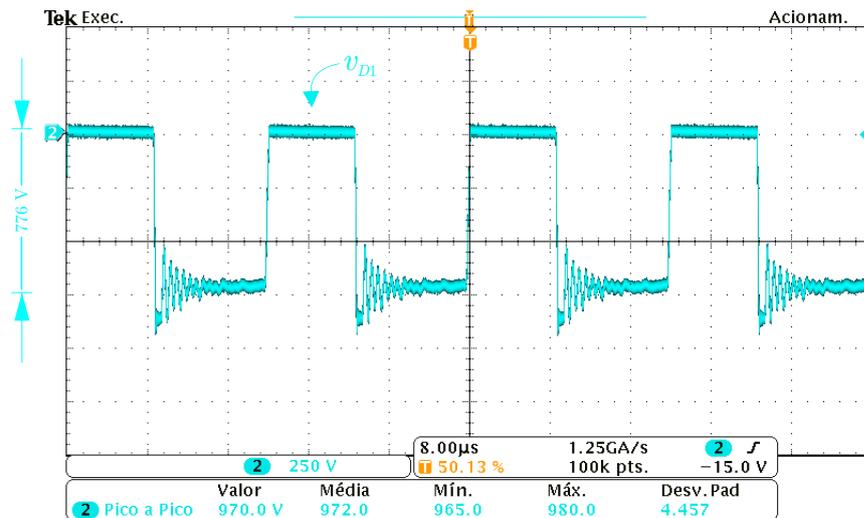
As tensões sobre os diodos do lado primário do conversor são demonstradas na Figura 6.18. Em rosa a tensão  $v_{D_3}$  e em ciano a tensão  $v_{D_2}$ . Os valores de amplitude de tensão medidos são respectivamente 86 V e 110 V.

Figura 6.18 – Tensões  $v_{D_3}$  (50 V/div) e  $v_{D_2}$  (50 V/div) do conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.



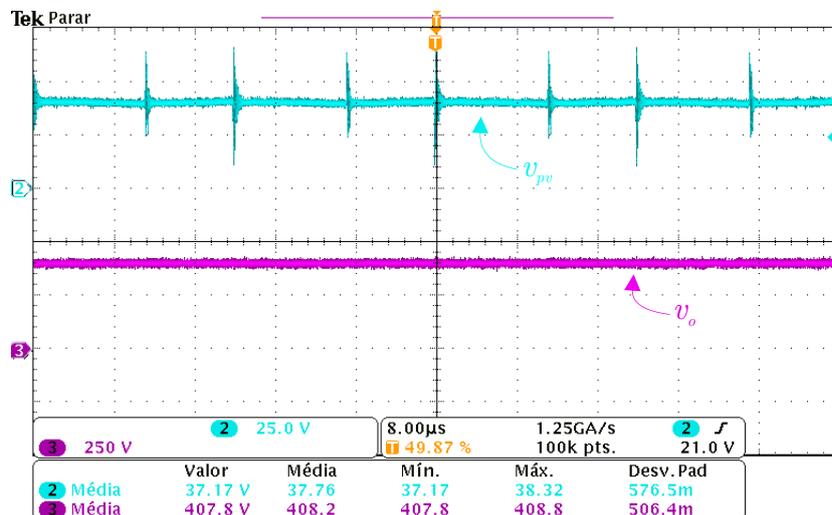
Fonte: Autor.

A tensão sobre o diodo  $D_1$  do lado secundário do conversor está ilustrada na Figura 6.19. O seu valor de tensão de pico a pico foi 970 V.

Figura 6.19 – Tensão  $v_{D1}$  (250 V/div) do conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.

Fonte: Autor.

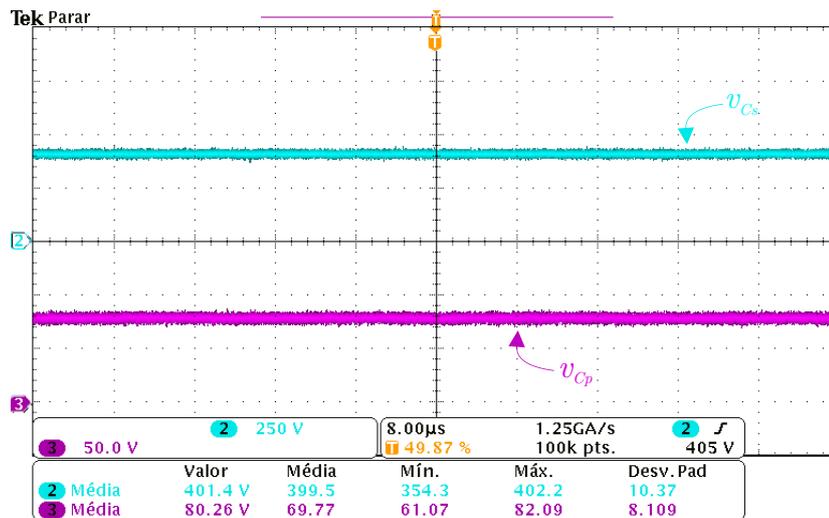
A tensão de entrada  $v_{pv}$  e também a tensão de saída  $v_o$  são demonstradas na Figura 6.20. Em ciano a tensão  $v_{pv}$  e em rosa a tensão  $v_o$ . Os seus valores médios de tensão são 37,17 V para  $v_{pv}$  e 407,8 V para  $v_o$ .

Figura 6.20 – Tensões  $v_{pv}$  (25 V/div) e  $v_o$  (250 V/div) do conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.

Fonte: Autor.

As tensões nos capacitores do transformador  $v_{C_s}$  e  $v_{C_p}$  são ilustradas na Figura 6.21. Em ciano a tensão  $v_{C_s}$  e em rosa a tensão  $v_{C_p}$ . Os valores médios são 401,4 V para  $v_{C_s}$  e 80,26 V para  $v_{C_p}$ .

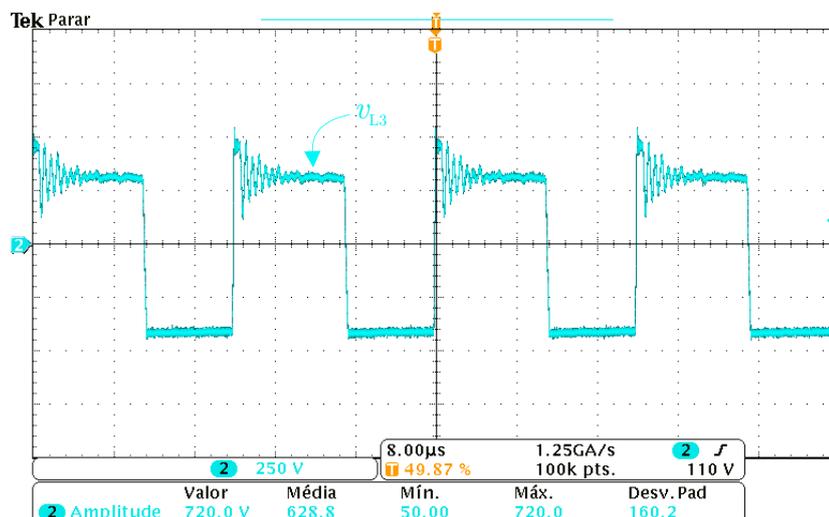
Figura 6.21 – Tensões  $v_{C_p}$  (50 V/div) e  $v_{C_s}$  (250 V/div) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.



Fonte: Autor.

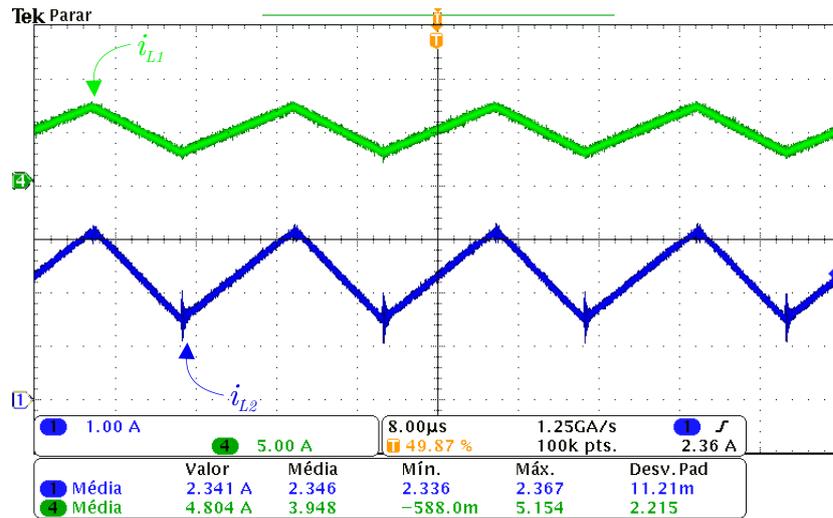
A tensão sobre o indutor  $L_3$  é mostrada na Figura 6.22. Diferente do conversor com multiplicador, agora é possível notar que a tensão sobre o indutor é muito maior, chegando a 720 V de amplitude, sendo necessário o utilizar um indutor maior no filtro de saída.

Figura 6.22 – Tensão  $v_{L_3}$  (250 V/div) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.



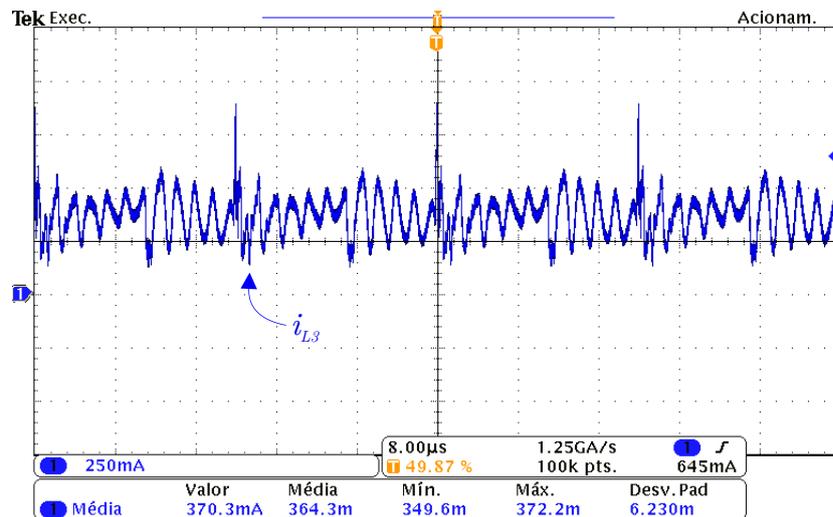
Fonte: Autor.

As correntes  $i_{L_1}$  e  $i_{L_2}$  são exibidas na Figura 6.23. Em verde a corrente no indutor  $L_1$  e em azul a corrente no indutor  $L_2$ . Os valores médios são 4,80 A para  $i_{L_1}$  e 2,34 A para  $i_{L_2}$ .

Figura 6.23 – Correntes  $i_{L_1}$  (1 A/div) e  $i_{L_2}$  (5 A/div) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.

Fonte: Autor.

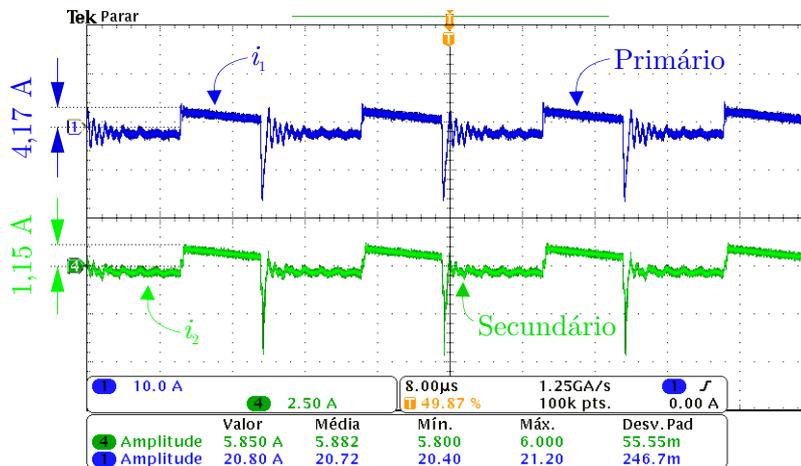
A Figura 6.24 demonstrada a corrente  $i_{L_3}$ , através do indutor  $L_3$ , sendo os seu valor médio de 370 mA. Como pode ser visto, essa corrente não alcançou o valor desejado de 500 mA. Esse fato está diretamente vinculado ao baixo rendimento do conversor, apresentado na próxima seção.

Figura 6.24 – Corrente  $i_{L_3}$  (250 mA/div) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.

Fonte: Autor.

Na Figura 6.25 são mostradas as correntes através das bobinas do transformador. Sendo  $i_1$ , em azul, a corrente através do primário, e  $i_2$ , em verde, a corrente através do secundário. Os seus valores de pico são 4,17 A para  $i_1$  e 1,15 A para  $i_2$ .

Figura 6.25 – Correntes no primário (10 A/div) e secundário do transformador (2,5 A/div) do conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.

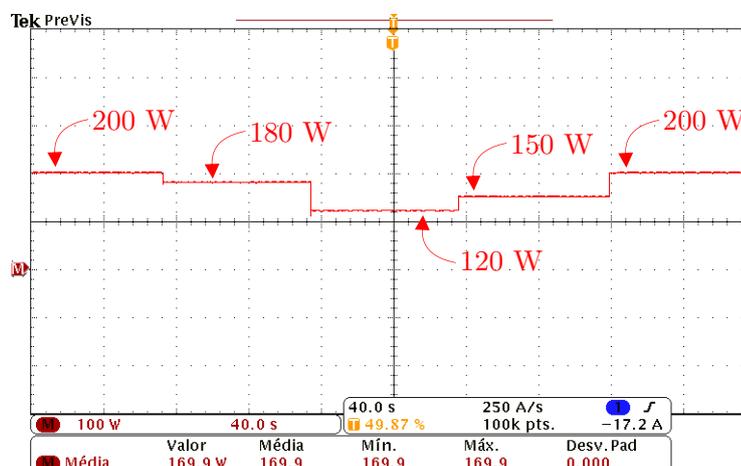


Fonte: Autor.

## 6.5 TESTES DO RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA

Utilizando o algoritmo de MPPT, com o método P&O gerando uma nova tensão de referência a cada 2 s, aplicou-se a mesma variação de irradiância que foi realizada no conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado com multiplicador, afim de demonstrar o comportamento do algoritmo de MPPT para diferentes situações de sombreamento. Os resultados são apresentados na Figura 6.26.

Figura 6.26 – Variação da potência do módulo PV através da variação dos níveis de irradiância no conversor Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.

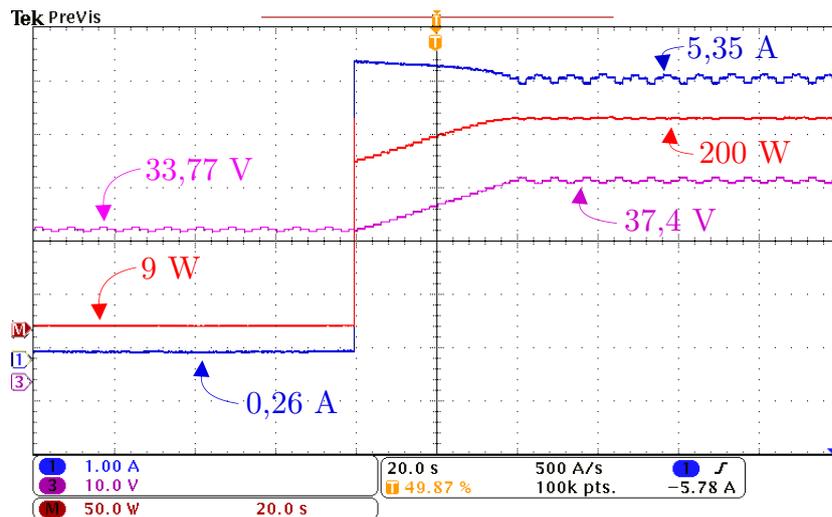


Fonte: Autor.

A Figura 6.27 demonstra um degrau de irradiância de 9 W para 200 W. Com isso pode-se observar o rastreamento realizado até atingir o ponto de máxima potência.

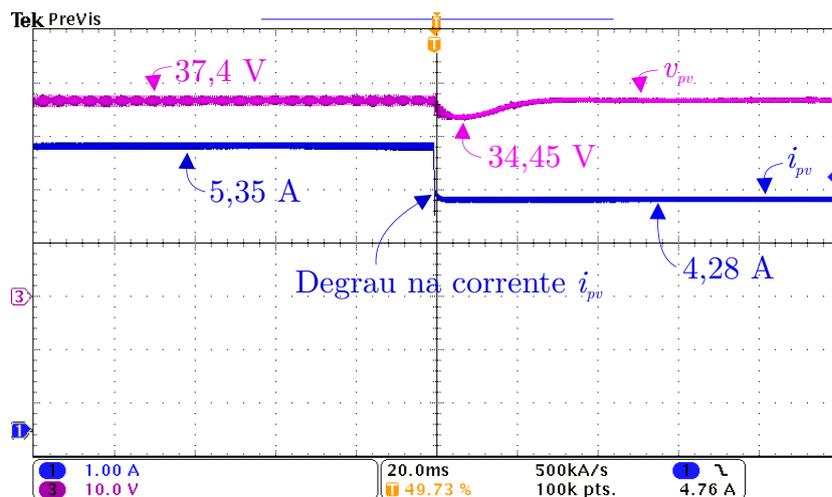
A partir dos resultados obtidos, é possível concluir que o algoritmo funcionou de maneira satisfatória, mesmo com uma variação grande de irradiância, sendo capaz de rastrear a tensão que será utilizada como referência. Quanto ao comportamento do controlador, a Figura 6.28 demonstra o resultado de um degrau de 20% (5,35 para 4,28

Figura 6.27 – Variação da potência do módulo PV através de um degrau na irradiância no conversor  $\hat{C}uk R^2P^2$  isolado.



Fonte: Autor.

Figura 6.28 – Variação da tensão de entrada através de um degrau na corrente de  $i_{pv}$  no conversor  $\hat{C}uk R^2P^2$  isolado.



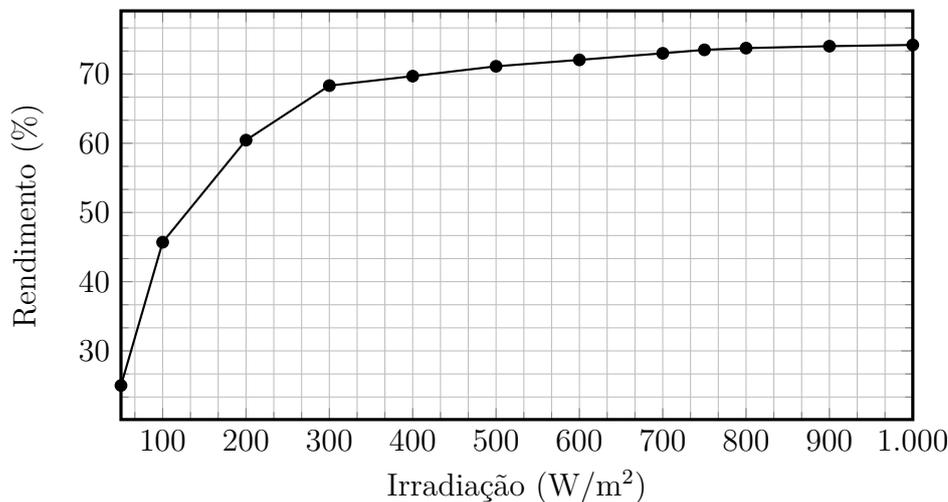
Fonte: Autor.

A) na corrente de entrada. A tensão  $v_{pv}$  chegou a 34,45 V, voltando a atingir o valor desejado em regime permanente dentro de 30 ms.

### 6.5.1 Resultados de eficiência com carga constante para o conversor $\acute{C}uk$ $R^2P^2$ isolado.

Na Figura 6.29 é apresentada a curva de rendimento do conversor  $\acute{C}uk$   $R^2P^2$  isolado. Verificou-se que o rendimento máximo obtido foi de 74,21% na potência nominal do módulo PV.

Figura 6.29 – Curva de Rendimento  $\times$  irradiação para carga com resistência constante do conversor  $\acute{C}uk$   $R^2P^2$  isolado.



Fonte: Autor.

A eficiência média ponderada da comissão de energia da Califórnia é dada pela Tabela 6.8. Como pode ser visto, a eficiência média é 70,65%.

Tabela 6.8 – Eficiência média ponderada californiana, para o conversor  $\acute{C}uk$   $R^2P^2$  isolado.

Ponderação	Irradiação	$\eta$
0,04	10 %	45,70 %
0,05	20 %	60,45 %
0,12	30 %	68,33 %
0,21	50 %	71,12 %
0,53	75 %	73,5 %
0,05	100 %	74,21 %
Total		70,65 %

Fonte: Autor.

A eficiência média ponderada europeia é dada pela Tabela 6.9. O valor calculado foi de 67,16%.

Tabela 6.9 – Eficiência média ponderada europeia, para o conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.

Ponderação	Irradiação	$\eta$
0,03	5 %	25,00 %
0,06	10 %	45,70 %
0,13	30 %	60,45 %
0,10	30 %	68,33 %
0,48	50 %	71,12 %
0,20	100 %	74,21 %
Total		67,16 %

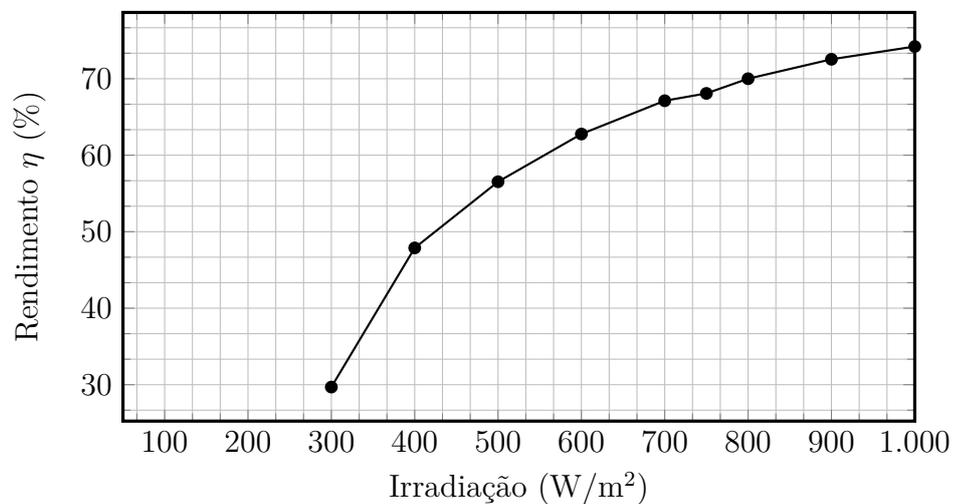
Fonte: Autor.

### 6.5.2 Resultados de eficiência com tensão fixa para o conversor $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado

A seguir são apresentados os resultados de eficiência obtidos ajustando o valor da resistência da saída do conversor, para que a tensão  $v_o$  permanecesse sempre em 400 V.

Na Figura 6.30 é apresentada a curva de rendimento do conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado. Verificou-se que o rendimento máximo obtido foi de 74,21% para a potência nominal do

Figura 6.30 – Curva de Rendimento  $\times$  irradiação com resistência constante do conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.



Fonte: Autor.

módulo PV. Entretanto, não foi possível ajustar a tensão de saída em 400 V para os pontos de 50, 100 e 200 W/m<sup>2</sup> devido à necessidade de um valor muito alto de resistência.

A partir dos pontos de irradiância obtidos, utilizando a ferramenta *Curve Fitting Tool* do software Matlab®, com o método *Gaussian*, definindo que o ponto de 0 W/m<sup>2</sup> o rendimento é 0%, foi possível obter a equação (6.3).

$$\eta(\text{Irradiação}) = A_1 e^{-\frac{(B_1 - \text{Irradiação})^2}{C_1^2}} + A_2 e^{-\frac{(B_2 - \text{Irradiação})^2}{C_2^2}} + A_3 e^{-\frac{(B_3 - \text{Irradiação})^2}{C_3^2}}, \quad (6.3)$$

onde

$$A_1 = 72,37;$$

$$B_1 = 1020;$$

$$C_1 = 386,9;$$

$$A_2 = 38,08;$$

$$B_2 = 584,6;$$

$$C_2 = 241,9;$$

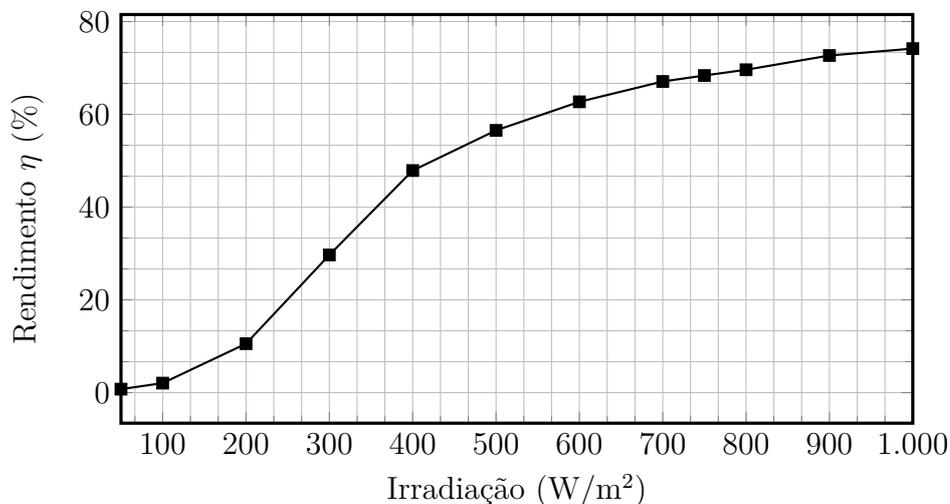
$$A_3 = 21,86;$$

$$B_3 = 370,1;$$

$$C_3 = 156,8.$$

A Figura 6.31 representa a curva de rendimento utilizando a equação (6.3), onde foi possível obter uma extrapolação para os pontos de 50, 100 e 200 W/m<sup>2</sup>.

Figura 6.31 – Curva de rendimento *versus* potência do conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.



Fonte: Autor.

A eficiência média ponderada da comissão de energia da Califórnia é dada pela Tabela 6.10, sendo a eficiência média de 55,98%.

Tabela 6.10 – Eficiência média ponderada californiana, para o conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.

Ponderação	Irradiação	$\eta$
0,04	10 %	2,05 %
0,05	20 %	10,55 %
0,12	30 %	29,68 %
0,21	50 %	56,54 %
0,53	75 %	68,37 %
0,05	100 %	74,17 %
Total		55,98 %

Fonte: Autor.

A eficiência média ponderada europeia é dada pela Tabela 6.11, sendo a eficiência média de 35,33%.

Tabela 6.11 – Eficiência média ponderada europeia, para o conversor  $\acute{C}$ uk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> isolado.

Ponderação	Irradiação	$\eta$
0,03	5 %	0,75 %
0,06	10 %	2,05 %
0,13	30 %	10,55 %
0,10	30 %	29,68 %
0,48	50 %	56,54 %
0,20	100 %	74,17 %
Total		35,33 %

Fonte: Autor.

## 6.6 COMPARATIVO ENTRE OS PROTÓTIPOS DOS CONVERSORES APRESENTADOS

A Tabela 6.12 apresenta um comparação entre os conversores projetados, mostrando as principais diferenças entre eles. Como visto, a inclusão do multiplicador proporcionou uma grande melhoria no rendimento e também possibilitou o uso de um indutor muito menor na saída.

Tabela 6.12 – Comparação entre os protótipos dos conversores apresentados.

Parâmetros	Conversor	
	Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> Isolado com Multiplicador	Ćuk R <sup>2</sup> P <sup>2</sup> Isolado
Ganho Estático	$\frac{N}{(1-D)^2}$	$\frac{ND}{(1-D)^2}$
Razão-Cíclica	0,388	0,547
Eficiência Californiana	93,24%	55,98%
Eficiência Europeia	92,63%	35,33%
Grampeador	Não	Sim
Tensão $v_{ds}$	116 V	206 V
Tensão no Diodo $D_1$	390 V	970 V
Indutor $L_3$	220 $\mu$ H	55 mH
Nº de Diodos	4	
Nº de Capacitores	5	
Nº de Indutores	3	
Nº de Interruptores	1	

Fonte: Autor.

## 7 CONCLUSÕES GERAIS

Essa Dissertação de Mestrado faz uma análise dos conversores *Boost*, *Ćuk*, *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>*, *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado* e *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado com Multiplicador*, apresenta o funcionamento dos conversores em modo de condução contínua e faz uma análise da tensão e corrente nos indutores e capacitores. Também foi realizado o estudo do cálculo do ganho estático para os conversores descritos, além do projeto dos componentes a serem utilizados na montagem dos protótipos. Estes conversores foram desenvolvidos para a utilização em geração distribuída, no tipo módulo integrado, onde é utilizado um conversor CC-CC de alto ganho e posteriormente, um conversor CC-CA onde é feita a conexão com a rede elétrica. Foi dado destaque ao estágio CC-CC, foco desta pesquisa. A partir disso, foi realizada a montagem de dois conversores (*Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado* e *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado com Multiplicador*), nos quais foram realizados os testes de rastreamento da máxima potência, degrau de irradiância e análise das formas de onda de cada componente.

A proposta de utilizar técnicas para aumentar o ganho de tensão (*Célula R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>* e multiplicador de tensão) tem como objetivo melhorar a eficiência do conversor. Utilizando essas técnicas, foi possível reduzir a razão-cíclica e a relação de transformação  $N$ , como foi visto na Tabela 4.7 do Capítulo 3. Ao adicionar a célula *R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>* houve uma redução de 19,37% da razão-cíclica em relação ao conversor *Ćuk*. E utilizando as técnicas da célula *R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>* e multiplicador de tensão no conversor *Ćuk* isolado, houve uma redução de 57,55% da razão-cíclica em relação ao conversor *Ćuk*.

A partir dos resultados experimentais do *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado com Multiplicador*, verificou-se que ao reduzir a razão-cíclica, a partir do uso de células de alto ganho de tensão e multiplicadores de tensão, o conversor teve um rendimento superior ao conversor *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>* principalmente. Como visto na Tabela 6.12, para o rendimento californiano o conversor *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado com multiplicador* obteve um aumento de 68,24% comparado ao conversor sem multiplicador. Já para o rendimento europeu, o aumento foi de 162,19%. Isso ocorre devido o conversor possuir menor razão-cíclica e possuir grampeamento natural, o que dispensa o uso de grampeador no secundário do transformador.

Pode-se observar que nas equações de projeto, na modelagem de pequenos sinais e na estratégia de controle utilizada nos conversores, os resultados obtidos estavam dentro do esperado. Os conversores estudados apresentam vantagens como isolamento galvânica, e um único interruptor, assim o conversor *Ćuk R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> Isolado com multiplicador* satisfaz as condições desejadas para a aplicação como conversor elevador de tensão isolado para aplicação em PV.

## 7.1 PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS

- Estudo de outras topologias de conversores, como os conversores Zeta e SEPIC, com as técnicas de circuitos elevadores de tensão apresentadas nessa Dissertação;
- Estudo de novas abordagens para aumentar o rendimento dos conversores propostos;
- Estudar estratégias simplificadas para modelar e controlar os conversores de elevada ordem.

## 7.2 PUBLICAÇÕES REALIZADAS

As publicações relacionadas ao assunto da Dissertação que foram realizadas durante o período de realização do mestrado são apresentadas a seguir:

(Publicado) FAISTEL, T. M. K.; ANDRADE, A. M. S. S.; MARTINS, M. L. d. S. **Modelagem e Controle de um Conversor *Boost* Isolado com Célula  $R^2P^2$  e Multiplicador de Tensão**. 10<sup>th</sup> Seminar on Power Electronics and Control, p. 1-6, Santa Maria: 2017.

(Publicado) FAISTEL, T. M. K.; ANDRADE, A. M. S. S.; MARTINS, M. L. d. S.; HEY, L. H. **Modelagem e Controle de um Conversor *Ćuk* Isolado com Célula  $R^2P^2$** . XXII Congresso Brasileiro de Automática, p. 1-8, João Pessoa: 2018.

## REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, M. P. **Qualificação de sistemas fotovoltaicos conectados à rede**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2012.
- AMARAL, R. C. do. **Impacto técnico e econômico da energia solar fotovoltaica em prédios públicos através de geração distribuída**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2012.
- ANDRADE, A. M. S. S.; HEY, H. L.; MARTINS, M. L. d. S. Non-pulsating input and output current Ćuk, SEPIC, Zeta and Forward converters for high-voltage step-up applications. **Electronics Letters**, v. 53, n. 18, p. 1276–1277, 2017. ISSN 0013-5194.
- ANDRADE, A. M. S. S.; MARTINS, M. L. d. S. Quadratic-Boost With Stacked Zeta Converter for High Voltage Gain Applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 4, p. 1787–1796, Dec 2017. ISSN 2168-6777.
- ANDRES, B. **Projeto e implementação de um conversor módulo integrado para conexão de geração fotovoltaica à rede elétrica**. 2018.
- ASL, E. S. et al. New Half-Bridge and Full-Bridge Topologies for a Switched-Boost Inverter With Continuous Input Current. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 4, p. 3188–3197, April 2018. ISSN 0278-0046.
- BARRETO, G. de A. **Metodologia de aplicação de geração distribuída fotovoltaica em baixa tensão nos reticulados subterrâneos das distribuidoras de energia elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2014.
- BELTRAME, R. C. **Modeling of a Boost Converter Operating in Continuous and Discontinuous Conduction Modes**. 2010.
- BP. **International Energy Agency**. 2017.
- CHEN, S. M. et al. A Cascaded High Step-Up DC/DC Converter With Single Switch for Microsource Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 4, p. 1146–1153, April 2011. ISSN 0885-8993.
- ĆUK, S. A new zero-ripple switching dc-to-dc converter and integrated magnetics. In: **1980 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1980. p. 12–32. ISSN 0275-9306.
- ĆUK, S.; MIDDLEBROOK, R. D. A new optimum topology switching DC-to-DC converter. In: **1977 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1977. p. 160–179. ISSN 0275-9306.
- DESCONZI, M. I. **Sistema fotovoltaico autônomo utilizando configuração multi-string e inversor mutinível**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2011.

- DREHER, J. R. **Conversores boost-flyback integrados para aplicações com alto ganho de tensão**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2012.
- FLEMING, F. P. **Avaliação do potencial de energias oceânicas no Brasil**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2012.
- FREITAS, A. A. A. **Conversor CC/CC de alto ganho sem capacitor eletrolítico aplicado a um sistema fotovoltaico**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2012.
- GULES, R.; PFITSCHER, L. L.; FRANCO, L. C. An interleaved boost DC-DC converter with large conversion ratio. In: **2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics ( Cat. No.03TH8692)**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 411–416 vol. 1.
- IEA. **BP Statistical Review of World Energy**. 2015.
- INEE. **Instituto nacional de eficiência energética**. 2018.
- ISMAIL, E. H. et al. A Family of Single-Switch PWM Converters With High Step-Up Conversion Ratio. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 55, n. 4, p. 1159–1171, May 2008. ISSN 1549-8328.
- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. **A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules**. 2005. 1292-1306 p.
- LI, W. et al. A Review of Non-Isolated High Step-Up DC/DC Converters in Renewable Energy Applications. In: **2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 364–369. ISSN 1048-2334.
- LOPEZ, H. F. M. **Inversor módulo integrado utilizando um conversor CC-CC zeta com controle MPPT feedforward**. Dissertação (Mestrado) — Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, 2009.
- MAKSIMOVIC, D.; CUK, S. Switching converters with wide DC conversion range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 6, n. 1, p. 151–157, Jan 1991. ISSN 0885-8993.
- MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. Isolation and multiple output extensions of a new optimum topology switching DC-to-DC converter. In: **1978 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1978. p. 256–264. ISSN 0275-9306.
- MIRANDA, R. F. C. **Análise da inserção de geração distribuída de energia solar fotovoltaica no setor residencial brasileiro**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2013.
- MORALES-SALDANA, J. A. et al. Modelling and control of a DC-DC quadratic boost converter with  $R^2P^2$ . **IET Power Electronics**, v. 7, n. 1, p. 11–22, January 2014. ISSN 1755-4535.

PRIEB, C. W. M. **Determinação da eficiência de seguimento de máxima potência de inversores para sistemas fotovoltaicos conectados à rede de distribuição.** Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2012.

SANTOS Ísis Portolan dos. **Integração de painéis solares fotovoltaicos em edificações residenciais e sua contribuição em um alimentador de energia de zona urbana mista.** Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.

SOLAR, C. **CS5A-2001205M.** 2014.

TSE, C. K.; CHOW, M. H. L. Theoretical study of switching power converters with power factor correction and output regulation. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications**, v. 47, n. 7, p. 1047–1055, Jul 2000. ISSN 1057-7122.

TSE, C. K.; CHOW, M. H. L.; CHEUNG, M. K. H. Reduced redundant power processing ( $R^2P^2$ ) PFC voltage regulators: circuit synthesis and control. In: **2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 825–830 vol.2. ISSN 0275-9306.

VENTURINI, W. A. **Fonte ininterrupta de energia trifásica de alto desempenho sem transformador com dupla funcionalidade do estágio de entrada e sistema de controle digital.** Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2016.

ZIENTARSKI, J. R. R. **Contribuições ao estudo de conversores CC-CC com processamento parcial de energia aplicados a sistemas fotovoltaicos.** Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2017.