

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

**Milton Luis Filipe Muhongo**

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR CC-CC  
SEPIC ISOLADO DE INTERRUPTOR ÚNICO COM CÉLULA  
DOBRADORA DE TENSÃO NA SAÍDA PARA APLICAÇÃO  
EM MICROINVERSOR FOTOVOLTAICO**

**Santa Maria, RS  
2023**



Milton Luis Filipe Muhongo

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR CC-CC SEPIC  
ISOLADO DE INTERRUPTOR ÚNICO COM CÉLULA DOBRADORA DE  
TENSÃO NA SAÍDA PARA APLICAÇÃO EM MICROINVERSOR  
FOTOVOLTAICO**

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), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

**Orientador: Prof. Dr. Fábio Ecke Bisogno**

**Coorientador: Prof. Dr. António Manuel Santos Spencer Andrade**

**Santa Maria, RS**

**2023**

This study was financed in part by the Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Finance Code 001

Muhongo, Milton Luis Filipe

Modelagem e Controle de um Conversor CC-CC SEPIC  
Isolado de Interruptor Único com Célula Dobradora de Tensão na  
Saída para Aplicação em Microinversor Fotovoltaico / Milton Luis  
Filipe Muhongo - 2023

124 p.; 30 cm

Orientador: Fábio Ecke Bisogno

Coorientador: António Manuel Santos Spencer Andrade

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa  
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2023

1. Engenharia Elétrica 2. Eletrônica de Potência 3. Energias  
Renováveis 4. Microinversor 5. Conversor CC-CC I. Bisogno,  
Fábio Ecke II. Modelagem e Controle de um Conversor CC-CC  
SEPIC Isolado de Interruptor Único com Célula Dobradora de  
Tensão na Saída para Aplicação em Microinversor Fotovoltaico.

Sistema de geração automática de ficha catalográfica da UFSM. Dados  
fornecidos pelo autor(a). Sob supervisão da Direção da Divisão de Processos  
Técnicos da Biblioteca Central. Bibliotecária responsável Paula Schoenfeldt  
Patta CRB 10/1728.

Declaro, MILTON LUIS FILIPE MUHONGO, para os devidos fins e sob as penas da lei, que a pesquisa constante neste trabalho de conclusão de curso (Dissertação) foi por mim elaborada e que as informações necessárias objeto de consulta em literatura e outras fontes estão devidamente referenciadas. Declaro, ainda, que este trabalho ou parte dele não foi apresentado anteriormente para obtenção de qualquer outro grau acadêmico, estando ciente de que a inveracidade da presente declaração poderá resultar na anulação da titulação pela Universidade, entre outras consequências legais.

Milton Luis Filipe Muhongo

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR CC-CC SEPIC  
ISOLADO DE INTERRUPTOR ÚNICO COM CÉLULA DOBRADORA DE  
TENSÃO NA SAÍDA PARA APLICAÇÃO EM MICROINVERSOR  
FOTOVOLTAICO**

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), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

**Aprovado em 30 de Outubro de 2023:**

---

**Fábio Ecke Bisogno, Dr. (UFSM)**  
(Presidente/ Orientador)

---

**Antônio Manuel Santos Spencer Andrade, Dr. (UFSM)**  
(Coorientador)

---

**Marcelo Freitas da Silva, Dr. (CT)**

---

**Herminio Miguel de Oliveira Filho, Dr. (UNILAB) - Videoconferência**

Santa Maria, RS  
2023



## DEDICATÓRIA

*Aos meus pais, Luis Domingos e Rosa José Filipe, aos meus avós, Rosa capitango, Domingos Muhongo (in memoriam), Cícilha Bento (in memoriam), José Filipe (in memoriam), e Maria Inês da Silva Silveira (in memoriam)*



## AGRADECIMENTOS

Ao meu pai Luis Domingos, que tornou minha jornada possível desde o primeiro dia.

À minha mãe Rosa José Filipe a mulher da minha vida, pelo amor, carinho, conselhos e apoio incondicional sempre prestados sabiamente, e pelo exemplo de mulher que é para mim.

Aos meus irmãos Domingas, Raby, Paulo, Francisco, Chiquinho, Cubana, Constância, Emanuel.

Aos meus Tios Domingos Quimbuata, Joaquim Muhongo, Kota Selas, Walter Francisco, Luísa Muhongo, Benvinda, Augusta, Gabriel, que desde o momento que os procurei me auxiliaram na minha trajetória acadêmica cada um nos seus moldes, o meu muito obrigado.

Aos meus primos e primas Avozinha, Manucho, Nelson, Stony, Vivi, Luisinha, Lusia, Mãezinha, Totoy, Jonh, Zito, Magui, Marinela, Rosy, Ronaldo, Leni, Dede, Rosimeury que sempre estiveram e estão comigo, mesmo à distância.

Ao professor Fábio Bisogno, que desde o primeiro momento confiou em mim como orientando pela paciência, dedicação e ensinamentos que possibilitaram o desenvolvimento deste trabalho, o meu muito obrigado.

Ao professor António Andrade, Nha ermom, que desde que o conheci também depositou toda sua confiança em mim, e aceitou ingressar na minha jornada de orientação na posição de coorientador, trazendo assim uma elevada contribuição na elaboração deste trabalho e demais.

Ao professor Herminio Filho, pelo apoio prestado e auxílio na escolha da universidade a qual construí este trabalho.

Ao amigo Tiago Faistel, pelo apoio prestado durante a elaboração desta dissertação, o meu muito obrigado pela parceria que seguramente levarei para vida.

Aos colegas Ademir Toebe, Tomás Gonçalves colegas que me auxiliaram na construção do protótipo, sou grato, pelos apoios ao longo deste processo.

Aos servidores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) André, Lidiane e demais e todos os colegas do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), antigos e recentes, com os quais tive a oportunidade de trabalhar.

Aos meus bons amigos Joel, Diandré, Lutuima, Gilson, Manuel, Adriana, Cris, Carmelita, Hilquias, Jailson, Erica Vegas, Teodoro, Loy, Milo, Obama, Kenny, Luizinho, Neyde, Meli, Dorivaldo, por serem quem são. Vocês fazem parte do que eu me tornei.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), seu corpo docente, direção, administração, funcionários e alunos, pela oportunidade recebida, tratamento ético e ambiente amigável proporcionado nestes anos de imensa aprendizagem.

Além disso, o presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001.



## RESUMO

# MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR CC-CC SEPIC ISOLADO DE INTERRUPTOR ÚNICO COM CÉLULA DOBRADORA DE TENSÃO NA SAÍDA PARA APLICAÇÃO EM MICROINVERSOR FOTOVOLTAICO

AUTOR: MILTON LUIS FILIPE MUHONGO

ORIENTADOR: FÁBIO ECKE BISOGNO

COORIENTADOR: ANTÓNIO MANUEL SANTOS SPENCER ANDRADE

Esta dissertação trás um estudo a respeito de um modelo de conversor CC-CC isolado para a interface ou acoplamento por meio de um barramento CC com um conversor CC-CA de um microinversor. A estrutura proposta utiliza inicialmente de conversor CC-CC *sepic* modelo já conhecido, porém são utilizadas técnicas que permitem alcançar um ganho maior no aproveitamento das vantagens que a topologia convencional não consegue fornecer. A topologia alcançada, resultada da união de dois conversores CC-CC *sepic* isolados, a junção é feita de tal modo que a estrutura alcançada utiliza apenas uma única chave e na saída de ambos é incorporado uma célula dobradora de tensão a fim de permitir que o conversor possa ter a capacidade de estabelecer um alto ganho de tensão com baixa razão cíclica e baixa relação de transformação para o indutor acoplado. A topologia tem como finalidade operar como bloco CC-CC de um microinversor para um sistemas de até 500W. O conversor CC-CC *sepic* proposto nesta dissertação é modelado e sequencialmente é projetado um compensador para realizar o controle da tensão de entrada. O controle opera em conjunto com um algoritmo de rastreamento da máxima potência (MPPT) do tipo P&O, que através deste uma referência de tensão é fornecida para permitir atuação do controle e consequente geração do sinal de razão cíclica. Para validar as abordagens, um protótipo do conversor de 500 W foi projetado, construído e submetido a inúmeros ensaios de laboratório sendo avaliado experimentalmente o ganho estático, formas de onda, controle e rendimento, este último que alcançou o valor máximo de 95%. Como resultado, conclui-se que apesar dos resultados satisfatório, percebe-se que uma construção mais adequada do projeto dos componente pode resultar na mitigação de determinados problemas e possivelmente na melhoria da eficiência do sistemas.

**Palavras-chave:** Engenharia Elétrica, Eletrônica de Potência, Energias Renováveis, Sistemas Solar Fotovoltaico, Microinversor, Conversor CC-CC .



**ABSTRACT**

**MODELING AND CONTROL OF A  
SINGLE-SWITCH ISOLATED DC-DC SEPIC  
CONVERTER WITH VOLTAGE DOUBLER CELL  
FOR APPLICATION IN PHOTOVOLTAIC  
MICROINVERTER**

AUTHOR: MILTON LUIS FILIPE MUHONGO  
ADVISOR: FÁBIO ECKE BISOGNO  
COADVISOR: ANTÓNIO MANUEL SANTOS SPENCER ANDRADE

This dissertation presents a study of an isolated DC-DC converter model for interfacing or coupling via a DC bus with a DC-AC converter in a microinverter. The proposed structure initially uses the already known sepic DC-DC converter model, but techniques are used to achieve a greater gain in the use of advantages that the conventional topology cannot provide. The topology achieved is the result of joining two isolated sepic DC-DC converters, the junction is made in such a way that the structure achieved uses only a single switch and a voltage doubler cell is incorporated at the output of both in order to allow the converter to have the capacity to establish a high voltage gain with a low duty cycle and low transformation ratio for the coupled inductor. The topology is designed to operate as the DC-DC block of a microinverter for systems of up to 500W. The sepic DC-DC converter proposed in this dissertation is modeled and a compensator is sequentially designed to control the input voltage. The control operates in conjunction with a maximum power tracking algorithm (MPPT) of the P&O type, through which a voltage reference is provided to allow the control to act and consequently generate the duty cycle signal. To validate the approaches, a prototype 500 W converter was designed, built and subjected to numerous laboratory tests, with the static gain, waveforms, control and efficiency being experimentally evaluated, the latter reaching a maximum value of 95%. As a result, it can be concluded that despite the satisfactory results, it can be seen that a more appropriate construction of the component design could result in the mitigation of certain problems and possibly improve the efficiency of the system.

**Keywords:** Electrical Engineering, Power Electronics, Renewable Energy, Microinverter, DC-DC Converter.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Crescimento da geração de energia elétrica no mundo entre os anos de 2012 e 2022. ....	24
Figura 1.2 – Produção de energia elétrica por combustível no ano de 2022. (a) Mundial. (b) Regiões. ....	25
Figura 1.3 – Taxas de emissão de gás carbônico no mundo entre anos de 2012 até 2022. ....	26
Figura 1.4 – Crescimento mundial da produção de energia elétrica através de sistemas FV entre os anos de 2012 e 2022. ....	28
Figura 1.5 – Geração mundial de energia elétrica através de sistemas FV de 2012 até 2020. ....	28
Figura 1.6 – Diagrama esquemático de uma microrrede. ....	30
Figura 1.7 – Diagrama esquemático de um sistema fotovoltaico autônomo. ....	32
Figura 1.8 – Diagrama esquemático de um sistema fotovoltaico conectado à rede. ....	33
Figura 1.9 – Diagrama esquemático de um sistema fotovoltaico híbrido. ....	34
Figura 1.10 – Arquiteturas de sistemas fotovoltaicos. ....	35
Figura 2.1 – Classificação dos MIC. ....	44
Figura 2.2 – Conversor elevador com indutor acoplado e capacitor chaveado. ....	45
Figura 2.3 – Conversor <i>Half-bridge</i> . ....	46
Figura 2.4 – Fluxograma mostrando a classificação geral das técnicas de ganho de tensão em conversores estáticos. ....	49
Figura 2.5 – Configuração genérica da conexão em Cascata. ....	50
Figura 2.6 – Conversor <i>boost</i> ligado em Cascata. ....	51
Figura 2.7 – Fluxograma de energia (a) <i>Boost</i> e <i>Buck</i> ; (b) <i>Buck-boost</i> de chave única. ....	52
Figura 2.8 – Conversor <i>Boost</i> quadrático. ....	53
Figura 2.9 – Os quatro tipos de possibilidades de ligação entre duas chaves com um nó comum. (a) Tipo T. (b) Tipo T invertido. (c) Tipo $\Pi$ . (d) Tipo $\Pi$ invertido. ....	54
Figura 2.10 – Tipos de chaves síncronas fundamentais. (a) Tipo T(SS). (b) Tipo T invertido (D-D). (c) Tipo $\Pi$ . (d) Tipo $\Pi$ invertido. ....	55
Figura 2.11 – Representação sintetizada da conexão diferencial entre conversores básicos. ....	56
Figura 2.12 – Derivação e estágios topológicos de conversores diferenciais de alto ganho baseados em conversores <i>up/down</i> clássicos. (a) HGDC-1: conversores Sepic/Buck-boost. (b) HGDC-2: conversores Sepic/Ćuk. (c) HGDC-3: Conversores Zeta/Buck-boost. (d) HGDC-4: Conversores Zeta/Ćuk. ....	57
Figura 2.13 – Conexões dos conversores modulares: a) Conexão PIPO; b) Conexão PISO; c) Conexão SIPO; d) Conexão SISO. ....	59
Figura 2.14 – Conversor boost de 3 níveis (Multi-nível). ....	60
Figura 2.15 – Capacitor chaveado. ....	61
Figura 2.16 – Conversor com célula indutor chaveado. ....	62
Figura 2.17 – Células elevadoras de tensão. (a) Célula com indutor chaveado SI (b) Célula SISL (charge pump). ....	62
Figura 2.18 – Célula multiplicadora de tensão. (a) Célula multiplicadora de três saídas. (b) Célula multiplicadora de quatro saídas. SISL (charge pump). ....	63
Figura 2.19 – <i>Boost</i> com M células multiplicadora de tensão. ....	64
Figura 2.20 – Curva de ganho em função da razão cíclica ( <i>Boost</i> com M células). ..	64

*LISTA DE FIGURAS*

Figura 2.21 – Célula <i>Dickson</i> . . . . .	64
Figura 2.22 – Modelo de transformador ideal . . . . .	65
Figura 2.23 – Modelo de indutor acoplado ideal. . . . .	66
Figura 2.24 – Comparativo da corrente na indutância de magnetização do indutor acoplado e do transformador. . . . .	67
Figura 3.1 – Conversor <i>sepic</i> convencional (modelo isolado) . . . . .	69
Figura 3.2 – Conversor <i>sepic</i> proposto. . . . .	70
Figura 3.3 – Conversor <i>sepic</i> proposto (primeira etapa) . . . . .	71
Figura 3.4 – Conversor <i>sepic</i> proposto (segunda etapa) . . . . .	74
Figura 3.5 – Conversor <i>sepic</i> proposto (terceira etapa) . . . . .	78
Figura 3.6 – Conversor <i>sepic</i> proposto (quarta etapa) . . . . .	79
Figura 3.7 – Formas de ondas teóricas para o fluxo de potência do conversor <i>Sepic</i> proposto. . . . .	81
Figura 3.8 – Ganho estático de tensão do conversor <i>sepic</i> . (a) Ganho estático versus razão-cíclica para diversos valores de $n$ . (b) Relação de transformação ( $n$ ) versus ganho estático para diversos valores de $d$ . . . . .	82
Figura 3.9 – Circuito do conversor <i>sepic</i> com resistência do enrolamento do indutor acoplado. . . . .	84
Figura 3.10 – Circuito equivalente a etapa 1 . . . . .	85
Figura 3.11 – Circuito equivalente a etapa 2. . . . .	88
Figura 3.12 – Validação do modelo. . . . .	95
Figura 3.13 – Sistema de medição dos sinais de corrente e tensão. . . . .	96
Figura 3.14 – Fluxograma do algoritmo Perturbe e observe. . . . .	97
Figura 3.15 – Diagrama de Blocos Geral . . . . .	98
Figura 3.16 – Diagrama de bode do conversor <i>sepic</i> com célula dobradora de tensão. . . . .	98
Figura 4.1 – Diagrama do circuito implementado experimentalmente. . . . .	102
Figura 4.2 – Formas de onda experimentais das tensões no barramento de entrada $V_i$ de saída $V_o$ , e do gate e <i>sourcer</i> do <i>MOSFET</i> $V_{gs}$ . . . . .	102
Figura 4.3 – Formas de onda experimentais do <i>sepic</i> proposto. (a) Corrente no indutor de entrada e no primário dos indutor acoplado 1 e 2. (b) Corrente no indutor de entrada, no primário e secundário do indutor acoplado 1. (c) Corrente no indutor de entrada, no primário e secundário do indutor acoplado 2. . . . .	103
Figura 4.4 – Formas de onda experimentais do conversor <i>sepic</i> proposto. (a) Tensão no interruptor $V_S$ e nos diodo $V_{D3}$ e $V_{D6}$ que conduzem com a chave. (b) Tensão nos diodos $V_{D1}$ , $V_{D2}$ , $V_{D4}$ e $V_{D5}$ . . . . .	104
Figura 4.5 – Formas de onda experimentais do conversor <i>sepic</i> proposto. (a) Tensão de entrada e nos Capacitores $C_1$ e $C_2$ . (b) Tensões nos Capacitores intermediários $C_3$ $C_4$ $C_5$ e $C_6$ . . . . .	105
Figura 4.6 – Formas de onda experimentais das tensões nos capacitores de saída das célula de alto ganho $V_{co1}$ e $V_{co2}$ , e das tensões de entrada e de saída do conversor. . . . .	106
Figura 4.7 – Variação da potência de saída do módulo derivado da variação dos níveis de irradiação. . . . .	107
Figura 4.8 – Resultado experimental do rendimento versus potência de entrada. (a) Conversor Proposto. . . . .	108
Figura 4.9 – Resultado experimental do rendimento do conversor versus tensão de entrada. . . . .	108
Figura 4.10 – Visão geral do protótipo desenvolvido. . . . .	109

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Especificações.....	94
Tabela 4.1 – Parâmetros usado para obter os resultados experimentais. ....	101



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BP	<i>British Petroleum</i> (Petróleo Britânico)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Contínua)
DER	Recursos Energéticos Distribuídos
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processamento Digital de Sinal)
EI	<i>Energy Institute</i> (instituto de Energia)
FB	<i>Full-Bridge</i>
FP	Fator de Potência
FRE	Fontes de Energias Renováveis
GD	Geração Distribuída
GEE	Gases de Efeito Estufa
HB	<i>Half-Bridge</i>
HEV	Veículos Elétricos Híbridos
IEA	<i>Internation Energy Agency</i> (Agência Internacional de Energia)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
IRENA	<i>International Renewable Energy Agency</i> (Agência Internacional de Energia Renováveis)
MIC	Conversor integrado ao módulo PV
MPP	Ponto de Máxima Potência (do inglês, <i>Maximum Power Point</i> )
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência)
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor)
PV	<i>Photovoltaic</i> (Fotovoltaico)
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
PISO	Entrada Paralela, Saída Série
PIPO	Entrada Paralela, Saída Paralela
RMS	<i>Root-Mean Square</i> (Raiz Média Quadrática)
SG	<i>Smart Grid</i> (Rede Inteligente)
SIPO	Entrada Série, Saída Paralela
SISO	Entrada Série, Saída Série



## LISTA DE SÍMBOLOS

$\eta$	Rendimento
$\Delta i_L$	Ondulação de corrente no indutor
<b>A, B, C, D</b>	Matrizes de parâmetros da planta no modelo de espaço de estados
$C$	Capacitor
$C_o$	Capacitor de saída resultante
$C_{pv}$	Capacitor do modelo PV
$C_{o1}$	Capacitor de saída 1
$C_{o2}$	Capacitor de saída 2
$C_{12}$	Capacitor de entrada resultante
$C_{3456}$	Capacitor resultante
$D$	Razão cíclica
$I_{pv}$	Corrente de entrada do modelo PV
<b>I</b>	Matriz identidade
$i_L(t)$	Corrente instantânea no indutor
$\bar{i}_L$	Corrente média no indutor em um período de comutação
$L_1$	Indutor de entrada
$L_m$	Indutância de magnetização
$L_K$	Indutância de dispersão
$M$	Ganho estático de tensão do conversor CC-CC
$N$	Relação de transformação do indutor acoplado CC
$P$	Potência ativa
$v_C(t)$	Tensão instantânea no capacitor
$v_L(t)$	Tensão instantânea sobre o indutor
$R_{sec}$	<i>indutor Series Resistance</i> (Resistência em Série do indutor)



# SUMÁRIO

<b>1 Introdução</b> .....	23
1.1 PANORAMA ENERGÉTICO MUNDIAL .....	23
1.2 ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA .....	27
1.3 ARMAZENAMENTO DE ENERGIA .....	29
1.4 MICRORREDES .....	30
1.5 CLASSIFICAÇÃO DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS .....	31
1.5.1 Sistemas Fotovoltaicos autônomos ( <i>off-grid</i> ) .....	31
1.5.2 Sistemas fotovoltaicos conectados à rede ( <i>on-grid</i> ) .....	33
1.5.3 Sistemas fotovoltaicos Híbridos .....	34
1.6 ARQUITETURA DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS .....	35
1.6.1 Inversor central .....	36
1.6.1.1 Desvantagens .....	36
1.6.2 Inversor por <i>string</i> .....	36
1.6.3 Inversor <i>multi-string</i> .....	37
1.6.4 Módulo CA ou inversor integrado (MIC) .....	38
1.7 OBJETIVOS GERAIS .....	39
1.8 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO .....	40
<b>2 Revisão de topologias de Microinversores</b> .....	41
2.1 JUSTIFICATIVA DA ESCOLHA DE CONVERSORES MIC .....	41
2.1.1 Arquiteturas de Microinversores Comerciais .....	42
2.1.1.1 Etapa CC-CC do MIC com link CC .....	44
2.1.1.2 Etapa CC-CA do MIC com link CC .....	46
2.2 GANHO ESTÁTICO EM CONVERSORES CC-CC .....	47
2.2.1 Técnicas gerais de ganho de tensão .....	48
2.2.1.1 Associação de conversores .....	48
2.2.1.2 Estágio em cascata .....	49
2.2.1.3 Estágio com modulação independente .....	51
2.2.1.4 Conversores quadráticos .....	52
2.2.2 Configuração Aditiva .....	53
2.2.2.1 Integração de conversores estáticos .....	53
2.2.2.2 Conversores diferenciais .....	55
2.2.2.3 Conversores modulares .....	56
2.2.2.4 Conversores Multi-níveis (três níveis) .....	59
2.2.3 Circuitos especiais .....	60
2.2.3.1 Capacitores e indutores chaveados .....	60
2.2.4 Multiplicador de Tensão .....	63

2.2.5 Acoplamento Magnético .....	65
2.2.6 Conclusões do Capítulo 2 .....	68
<b>3 Análise Estática do Conversor sepic isolado com célula dobradora de tensão</b> .....	<b>69</b>
3.1 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR .....	69
3.2 PRINCÍPIOS DE OPERAÇÃO .....	70
3.2.1 Primeira etapa .....	70
3.2.2 Segunda etapa .....	73
3.2.3 Terceira etapa .....	78
3.2.4 Quarta etapa .....	78
3.2.5 Principais Formas de ondas .....	80
3.2.5.1 Ganho estático ideal .....	80
3.2.6 Projeto dos elementos passivos .....	83
3.3 MODELAGEM DO CONVERSOR SEPIC COM CÉLULA DOBRADORA DE TENSÃO NA SAÍDA .....	84
3.3.1 Etapa 1 .....	84
3.3.2 Etapa 2 .....	87
3.3.3 Equações de Equilíbrio CC .....	90
3.3.4 Modelo CA de pequenos sinais .....	90
3.3.5 Validação do modelo .....	94
3.3.6 Função de transferência $G_{I_{L_1}}^{I_{pv}}(s)$ .....	94
3.3.7 Função de transferência $G_{V_{cpv}}^D(s)$ .....	95
3.3.7.1 Validação do modelo do conversor sepic proposto .....	95
3.3.8 Rastreamento do ponto de máxima potência .....	96
3.3.8.1 Fluxograma Perturbe e Observe .....	96
3.4 PROJETO DO CONTROLADOR .....	97
3.4.1 Conclusão do capítulo 3 .....	99
<b>4 Resultados Experimentais</b> .....	<b>101</b>
4.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O FLUXO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR OPERANDO EM MALHA ABERTA .....	102
4.1.1 Resultados experimentais para a análise do conversor rastreando a máxima potência .....	106
<b>5 Conclusão Geral</b> .....	<b>111</b>
5.1 CONCLUSÃO GERAL .....	111
5.2 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS .....	112
5.3 PUBLICAÇÕES .....	112
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>113</b>

# 1 Introdução

## 1.1 PANORAMA ENERGÉTICO MUNDIAL

Os últimos anos apresentaram as fragilidades e vulnerabilidades de um modelo energético fortemente dependente dos combustíveis do século 20. A crise energética global tem sido um tema de preocupação e discussão dos países nestas últimas décadas, devido a questões como aumento dos preços, baixa produção, e pontos relativos ao meio ambiente.

A crise energética é um período em que vários países globalmente deparam-se com a escassez de recursos energéticos naturais geradores de energia. Esta crise da década introduz novos níveis de preocupação e incerteza, cristalizando os custos para economias que permanecem profundamente relacionados com os combustíveis fósseis, a exemplo do petróleo cujo o preço é bastante volátil em algumas épocas e globalmente é conhecido como uma fonte energética pouco interessante do ponto de vista ambiental.

Vários aspectos da vida cotidiana sofrem as repercussões da turbulência no setor de energia, e na ausência de alternativas, os elevados preços dos combustíveis fósseis e a volatilidade causam pobreza energética, perda de competitividade industrial (INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY AGENCY, 2023).

A demanda global de energia tem aumentado continuamente devido a vários fatores como: crescimento populacional e a produção em grande escala de bens de consumo. E interlaçado a isso surge a necessidade de desenvolvimento de vários sectores como: saúde, educação, transporte, indústria, construção que demandam de energia.

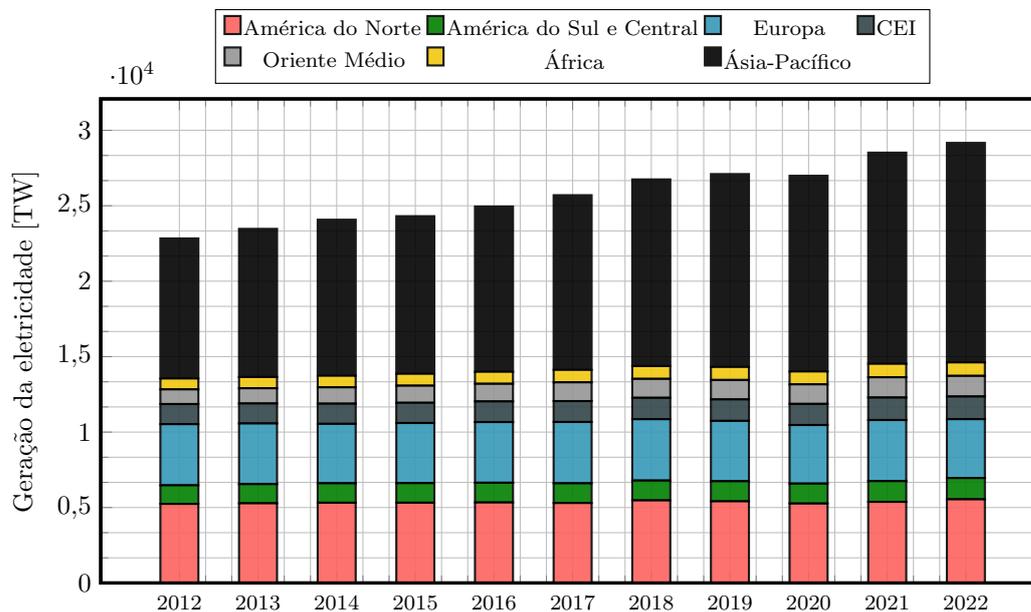
A crise energética ameaça globalmente o acesso a bens como eletricidade e seus serviços, que hoje tornaram-se elementos primordiais para o desenvolvimento econômico, social e tecnológico da humanidade, pois além de atender às necessidades básicas da vida proporcionando conforto, lazer e segurança nas atividades do dia-a-dia.

Com esta abordagem percebe-se a uma relação direta entre desenvolvimento de um país e consumo de energia, na medida em que se observa que os países mais desenvolvidos apresem uma demanda maior por energia per capita, que é a média mensal de eletricidade consumida, por habitante, de um país em kWh por mês.

Com isso tem ser observado ao longo dos anos que na medida que os países vão buscar se desenvolver e atingir suas métricas devido a vários factores, este desenvolvimento tem ocorrido acoplado ao crescimento da geração de energia elétrica, o que pode ser visto através dos relatórios anuais divulgados outrora pela BP (BRITISH PETROLEUM, 2021).

A Figura 1.1 ilustra o crescimento global na geração de energia elétrica segundo o relatório de dados de 2023 do Instituto de Energia (*Energy Institute*, EI), que mostra um aumento percentual de 24,35% para o período de 2012 a 2022.

Figura 1.1 – Crescimento da geração de energia elétrica no mundo entre os anos de 2012 e 2022.



Fonte: Adaptado de (ENERGY INSTITUTE, 2023).

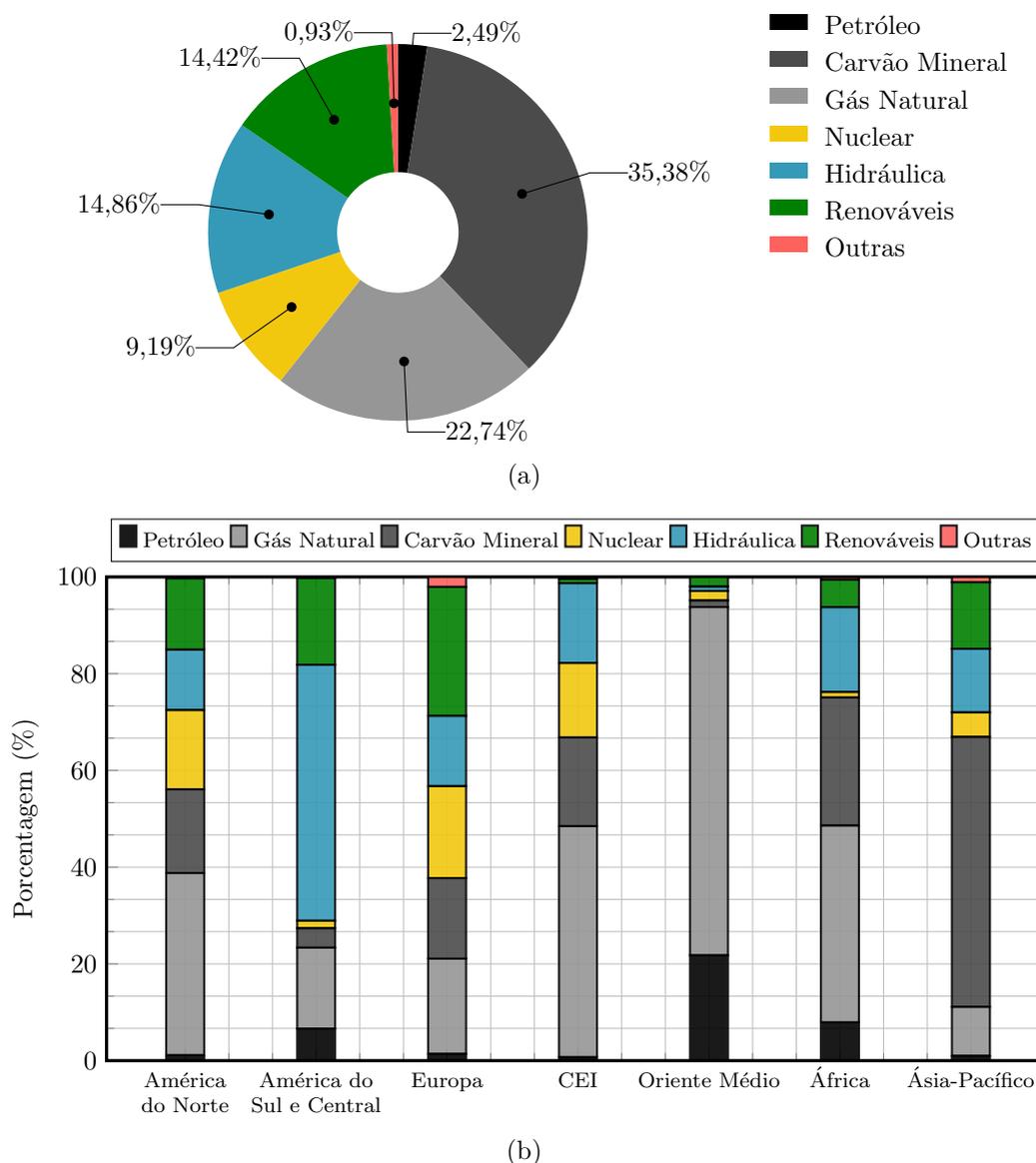
No período de 2020, 61,31% da eletricidade consumida globalmente foi gerado por fontes não renováveis, como combustíveis fósseis (petróleo, gás natural e carvão mineral), já em 2022 ocorreu uma redução de cerca de 1%, ou seja, este atingiu os 60,61% conforme pode ser observado na Figura 1.3(a).

Já no que diz respeito as novas fontes renováveis de energia que são a eólica, solar e etc, estas tiveram um aumento percentual, saindo dos 11,73% em 2020 para 14,42% em 2022 da geração total. Na Figura 1.3(a), a categoria “outras” inclui (i) fontes não especificadas, (ii) resíduos não-renováveis e (iii) discrepâncias estatísticas (BRITISH PETROLEUM, 2021; SANTOS, 2020).

Outro aspecto interessante que é possível perceber através dos dados desta última década divulgados pelas British Petroleum (2021), Energy institute (2023), é que o petróleo continua sendo o combustível dominante em regiões como África, Europa e Américas, enquanto o gás natural domina na CEI (Comunidade dos Estados Independentes) e no Oriente Médio, correspondendo a mais da metade da matriz energética em ambas as regiões. Já o carvão apresenta-se como o combustível predominante na região da Ásia-Pacífico.

Em 2020, a participação do carvão como energia primária caiu para o nível mais baixo na América do Norte e Europa de acordo com os dados coletados pela British Petroleum (2021). Esta mesma, em seu último relatório (*bp Energy Outlook*) divulgado em 2023, prevê uma redução na demanda dos países por petróleo e gás nos próximos anos na medida em que os países vão indo diminuindo a participação de transporte rodoviários e elevar a eficiência da frota de veículos e sua eletrificação.

Figura 1.2 – Produção de energia elétrica por combustível no ano de 2022. (a) Mundial. (b) Regiões.



Fonte: Adaptado de (ENERGY INSTITUTE, 2023).

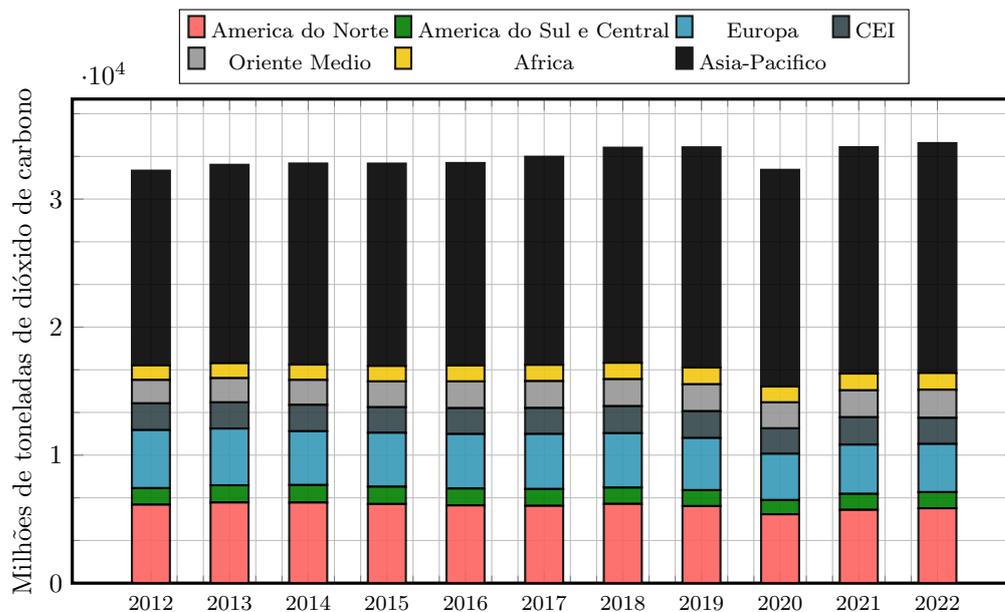
A elevada utilização de fontes de energia de alto carbono (combustíveis fósseis) para gerar energia (incluindo eletricidade), tem sido um dos grandes contribuintes para a taxa de emissão global de gás de carbono (dióxido de carbono, CO<sub>2</sub>) que vem aumentando consideravelmente ao longo dos anos (desde a COP21 em Paris) e gerando grandes preocupações devido a questões climáticas dos prováveis custo econômicos e sociais, resultado destas emissões.

As emissões de (CO<sub>2</sub>) aumentaram cerca de 3,17% entre 2010 e 2020. Conforme o relatório anual da Agência Internacional de Energia (*International Energy Agency, IEA*) as emissões de (CO<sub>2</sub>) aumentaram exponencialmente desde o início da segunda revolução

industrial (c. 1850–1870) e atingiram 32,28 bilhões de toneladas de CO<sub>2</sub>) em 2020 (FAISTEL, 2022).

Por tanto, a Figura 1.3 contém informações referentes a este crescimento, dados que constam nos relatórios da BP e da (ENERGY INSTITUTE, 2023) atual entidade responsável pela divulgação dos mesmo.

Figura 1.3 – Taxas de emissão de gás carbônico no mundo entre anos de 2012 até 2022.



Fonte: Adaptado de (ENERGY INSTITUTE, 2023).

Em 2022 segundo o relatório da Agência Internacional de Energia (IEA), as emissões globais de CO<sub>2</sub> das fontes de alto valor de carbono relacionado à energia, apresentaram um crescimento de 0,9% em relação a 2021 e alcançaram valor recordes de 36,8 bilhões de toneladas de CO<sub>2</sub>, apesar destes estarem abaixo do esperado devido a uma maior inserção das energias renováveis que foram capazes de compensar de forma parcial uma maior demanda por petróleo e gás, outro aspecto tem haver como o incremento da eficiência energética (IEA, 2023).

O dióxido de carbono é um dos elementos primordiais e contribuintes para o aumento do efeito estufa (ou “*greenhouse*” effect), que por sua vez pode despoletar incontáveis mudanças climáticas que acarentam em impacto indesejáveis no ecossistema do planeta (GUISO, 2019; SANTOS, 2020).

Segundo MMA (2012) os gases de efeito estufa (GEE) são responsáveis por manter a temperatura média global em torno de 14 °C próximo à superfície terrestre. Isso ocorre porque parte da energia solar (radiação infravermelha) que incide na superfície da Terra é refletida para o espaço e, ao colidir com estes gases retorna para superfície terrestre, formando uma camada atmosférica onde a temperatura se mantém estável. Por tanto, o

efeito estufa é um fenômeno natural que mantém a atmosfera da Terra aquecida e, é um processo essencial a vida na terra e que evita que o planeta congele.

No entanto, ações humanas como o uso inadequado de combustíveis fósseis, desflorestação, colocam em cheque o mecanismo natural deste efeito, levando a inúmeros problemas ambientais resultado do aumento desfreado na concentração destes gases que ajuda a reter parte do calor que seria naturalmente devolvido ao espaço.

De acordo com Santos (2020), Bose (2000), Viola et al. (2017), Nurunnabi, Roy e Mahmud (2018) aumentar a capacidade energética sem aumentar a concentração dos gases de efeito estufa na atmosfera é um desafio que pode ser alcançado com a substituição de fontes de energia de queima de combustíveis fósseis por renováveis.

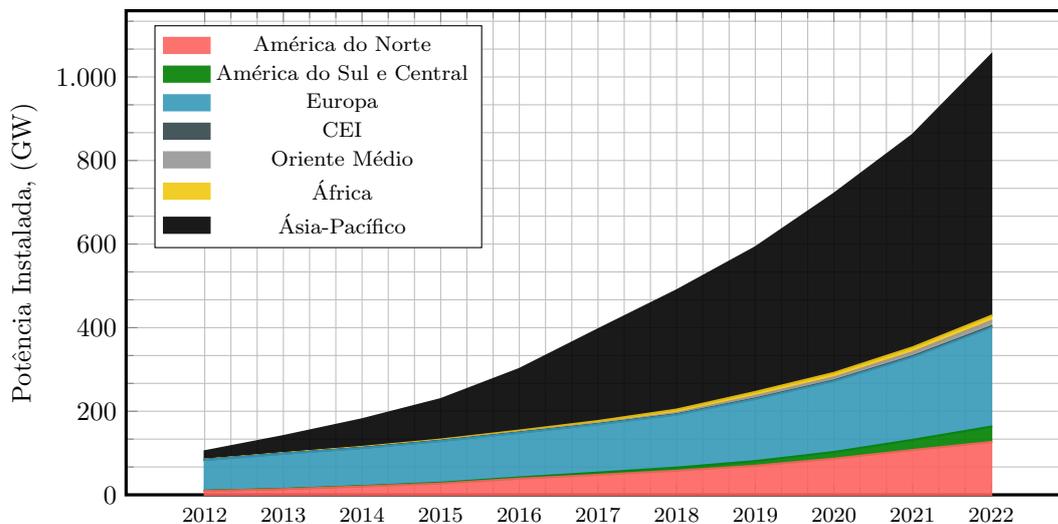
Sendo assim, as crises observadas demonstram a necessidade premente do compromisso e aceleração da transição energética global. Por tanto, isso significa que deve haver uma mudança na forma como as sociedades consomem e produzem energia, dando realce as fontes renováveis (solar, eólica, etc.) e a eficiência energética (INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY AGENCY, 2022).

## 1.2 ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

Forma de geração de eletricidade por meio da conversão direta da irradiação solar em eletricidade, é baseado no efeito fotovoltaico. Este se dá pelo uso de células fotovoltaicas que são fabricados com um material semicondutor. A energia solar fotovoltaica é uma das alternativas que fornece boas perspectivas para substituir as fontes não renováveis, sendo que esta apresenta (i) baixo impacto ambiental, (ii) simplicidade e (iii) flexibilidade no ponto de instalação (FAISTEL, 2018; SANTOS, 2020). Por meio da flexibilidade, garante que consumidores e concessionárias façam o uso da geração descentralizada de energia elétrica (GD), pois os sistemas fotovoltaicos podem ser instalados próximos aos consumidores independentes para gerar energia elétrica de forma sustentável, sem gerar ruídos e também sem prejudicar o meio ambiente (SANTOS, 2020; ANEEL, 2018). Fora isso, por conta da sua capacidade de expansão, esses sistemas apresentam baixo custo de manutenção, vida útil extremamente longa e flexibilidade na potência disponível (LIAO et al., 2017; ZIENTARSKI, 2017; VIOLA et al., 2017; GUISSO, 2019).

Os dados do *Energy Institute*, nos permitem perceber que a capacidade mundial de produção de energia elétrica por meio de sistemas fotovoltaico, apresentou um crescimento de 10,10 vezes entre 2012 e 2022, saindo de 104,2 GW para 1053,1 GW, conforme mostrado na Figura 1.4 (BRITISH PETROLEUM, 2021). Neste caso, os crescimentos mais significativos advém da Ásia/Pacífico (624,7 GW), Europa (236,9 GW) e América do Norte (126,4 GW), respectivamente.

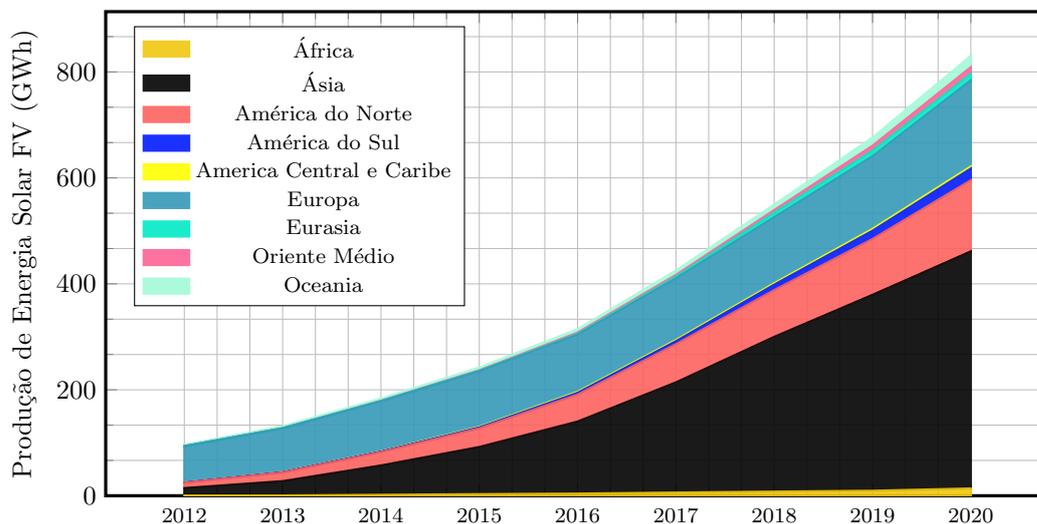
Figura 1.4 – Crescimento mundial da produção de energia elétrica através de sistemas FV entre os anos de 2012 e 2022.



Fonte: Adaptado de (ENERGY INSTITUTE, 2023).

Em 2012 a produção global de energia através de sistema fotovoltaico foi de cerca de 96.294 GWh, 9 anos depois, ou seja, 2020 essa quantidade aumentou para 830.741 GWh, o que corresponde a um acréscimo de quase 9 vezes mais em relação a 2012 Figura 1.5.

Figura 1.5 – Geração mundial de energia elétrica através de sistemas FV de 2012 até 2020.



Fonte: Adaptado de (INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY AGENCY, 2023).

Outros aspecto importante que vale mencionar, e que também pode ser observado através da Figura 1.5, é a forte contribuição das regiões da Ásia, Europa e América do Norte respectivamente, no que diz respeito à geração e aumento do uso da energia solar fotovoltaica.

### 1.3 ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Um grande desafio nos sistemas, tem haver com a pouca facilidade de armazenar diretamente a eletricidade, porém a energia pode ser armazenada utilizando determinados artifícios, comumente o uso de recursos como: baterias eletroquímicas, gravitacionalmente, grandes reservatórios hidrelétricos de "armazenamento bombeado", supercapacitores de óxido metálico, volante de inercia. A aplicação de cada uma delas vai depender das características do sistemas, das necessidade e das limitações impostas (YAMMAHI; AI-HINAI, 2015; FAISTEL, 2022).

Hoje tem aplicações envolvendo microrredes, que usam *Battery energy storage system* (BESS), para atenuar questões de falta de geração, distúrbios repentinos de carga que pode afetar a estabilidade do sistema, e conduzir a uma situação critica (YAMMAHI; AI-HINAI, 2015).

O principal desafio da energia solar nos tempos atuais por exemplo, não consiste no custo de geração de eletricidade fotovoltaica (PV), que certamente já demonstra uma certa competição com o preços dos combustíveis de alto valor de carbono, mais sim nos custo relacionado ao armazenamento de energia necessário para atender a demanda em escala de serviço público (HAVIV et al., 2019).

Em energia solar sistemas de armazenamento de energia são demandados para garantir um regime mais continuo no fornecimento da energia, ou de posterior uso (DÍAZ-GONZÁLEZ et al., 2012; BANDARA; SWEET; EKANAYAKE, 2012).

Os sistemas de bateria podem desempenhar funções úteis, em sistemas com faixa de potência menores, como por exemplo, armazenar a potência excedente em muitos caso gerados por fontes solares fotovoltaicos (PV) de edifícios residências. E muitos dos interessados buscam modelo de cuja a geração bem como o armazenamento sejam amplamente distribuídos, buscando eliminar as perdas de energia inerentes a transmissão de eletricidade a longas distâncias de usinas maiores (FAISTEL, 2022).

Outro aspecto a mencionar, tem haver com a características dos diferentes dispositivos de armazenamento que variam amplamente, incluindo a quantidade de energia ou potência a ser armazenada e o tempo pelo qual essa energia armazenada deve ser utilizada.

No contexto atual, os supercapacitores de óxido metálico são dispositivos capazes de atingir as maiores densidades de potência possíveis, porém com a densidade de energia relativamente baixa, e atualmente tem sido proposto para uso em veículos elétricos híbridos (HEV), ao contrario das baterias os super capacitores não têm reações químicas parasitas, limitantes e irreversíveis, pode carregar e descarregar de forma rápida. Já as baterias têm a densidade de potência mais baixa, mas com a densidade de energia mais alta, o que pode ser útil para determinadas aplicações dos quais essa característica seja demanda como em sistemas PV (HAOMING et al., 2008; HADJIPASCHALIS; POULLIKKAS; EFTHYMIOU, 2009; ZHANG et al., 2020).

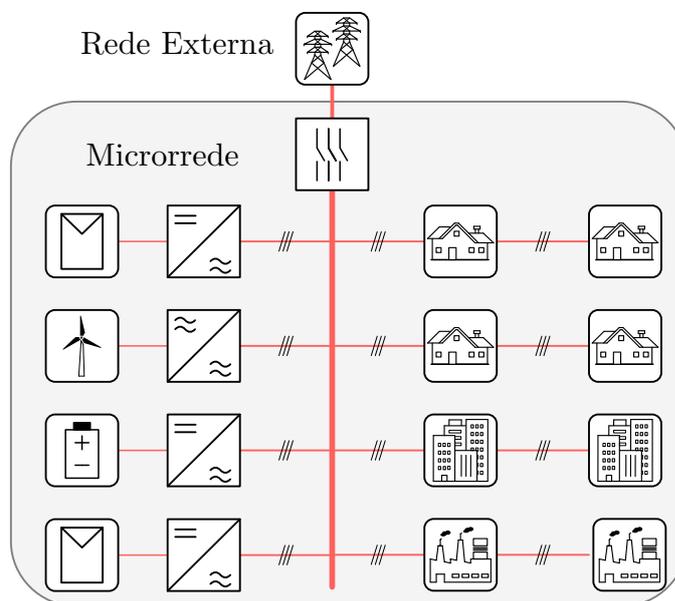
## 1.4 MICRORREDES

Microrredes são caracterizadas também por blocos de construção das redes inteligentes, do inglês *smart grid* (SG), não estão necessariamente associado às tecnologias envolvidas, energia usada, suas motivações, qualidade ou escala, sendo assim não existe um tamanho mínimo estabelecido para microrrede, depende basicamente da carga demandada e da autonomia, com potência que pode alternar em quilowatts (kW) a megawatts (MW) (JORGE, 2017; BELLIDO, 2018).

São provavelmente consideradas uma das mais novas tecnologia promissoras da rede elétrica. Estas incluem sistemas de distribuição de baixa tensão de recursos energéticos distribuídos (DER) (dos quais podem ser: PV, células combustível, micro-turbinas, eólica, etc.), abarcam também elementos de armazenamento de energia (Baterias, condensadores de potência, volantes de inercia), em conexão com cargas flexíveis (JORGE, 2017).

Este sistema é um conjunto dispersos de fontes e cargas, podem ser conectados ou não conectados a rede, geralmente conectadas e operando em sincronia com uma rede elétrica, sendo que também pode ser desconectada em "modo ilha" e operar de forma autônoma dependendo das condições físicas ou econômicas, conforme mostrado em 1.6.

Figura 1.6 – Diagrama esquemático de uma microrrede.



Fonte: Adaptado de (FAISTEL, 2022).

A geração distribuída de energia (GD) tem se mostrado vantajosa para integrar fontes de energia renovável (FRE) como solar fotovoltaica e eólica na rede elétrica, permitindo sua cooperação no fornecimento de energia a um grupo de cargas (*cluster*). Para equilibrar a oferta e a demanda, a fim de diminuir a influência desses elementos da rede elétrica, no entanto, a natureza da FRE exige o armazenamento da energia excedente para

uso posterior, de acordo com (Nasir et al., 2019). Para Morais e Lopes (2016) o conceito de microrrede foi recentemente estendido para sistemas de energia menores, como residências e prédios minúsculos (nanorredes) com demanda de pico abaixo de 20 kW.

Contudo pelo descrito acima, sistemas de geração de pequeno porte, sistemas de geração de energia, sistemas de armazenamento de energia e gestão da demanda surgiram como opções viáveis, aliados ao desenvolvimento e aprimoramento da tecnologia e com a diminuição dos custos referentes à sua conexão e comunicação com o sistema de energia elétrica de distribuição. A atribuição de pequenos sistemas e componentes de armazenamento de energia é normalmente incluída nas discussões sobre recursos de energia distribuídos. Se estes recursos forem combinados com a demanda (controlável ou não), com a opção de provisão total ou parcial, com a opção de operação de rede coordenada (*on-grid*, *grid-tied* ou *grid-connected*), ou ilhada (*off-grid*, ou *islanded mode*) dentro do rede elétrica principal, eles podem ser referidos como microredes, de acordo com (GOMES, 2018).

Inúmeras fontes de energia, que podem ser CC ou CA, são conectadas por uma microrrede através de um barramento. Nesse sentido, o tipo de barramento ao qual as microredes estão ligadas também difere. Elas diferem no barramento de conexão que os recursos usam. Existem microredes com pontos de conexão para elementos geradores de CC, conexões para elementos geradores de CA e redes híbridas com dois pontos de conexão cada para elementos geradores de CC e CA. De acordo com (HATZIARGYRIOU, 2014; GOMES, 2018), neste tipo de sistema as cargas que precisam ser supridas podem ser do tipo elétricas ou térmicos.

## 1.5 CLASSIFICAÇÃO DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

### 1.5.1 Sistemas Fotovoltaicos autônomos (*off-grid*)

Caracterizam-se por sistemas isolados que não apresentam qualquer conexão com a rede elétrica pública de distribuição de energia. Em geral são de baixa potência, na faixa de kW, e são empregados em locais de pouco acesso, onde ocorre a ausência da rede elétrica pública (SASIDHARAN; SINGH, 2017; VIGNESHWARI et al., 2016).

Estes sistemas podem ser encontrados em zonas rurais distantes dos centros urbanos, ilhas, montanhas e etc. As principais aplicações são: serviço de iluminação, eletrificação de propriedades rurais, monitoramento de centrais remotas de telecomunicações, em sistema de bombeamento de água, sistemas de refrigeração, e sistemas de sinalização (VILLALVA, 2014).

Além, destas aplicações acima citadas, estes sistemas também podem ser visto em indústrias onde não observa-se a conexão com a rede, sendo assim o objetivo dos sistemas

fotovoltaicos isolados é de alimentar equipamentos de telecomunicações, iluminação pública (IEA, 2015).

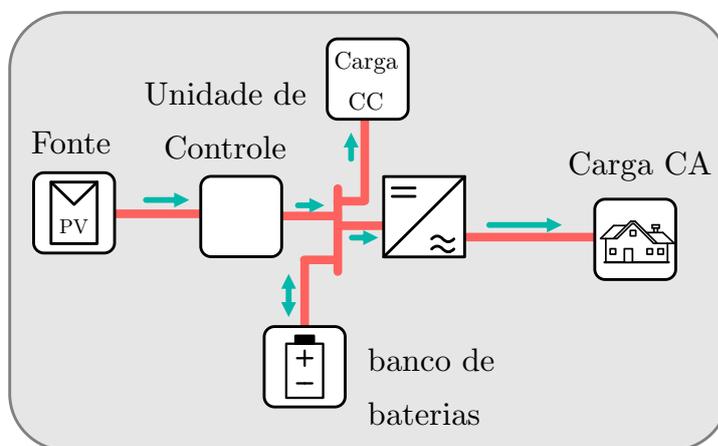
Nestas condições, as cargas são unicamente alimentadas pelos painéis fotovoltaicos. Nas aplicações de telecomunicações e iluminação pública é indicado a utilização de banco de baterias para o armazenamento da energia elétrica excedente ou para o auxílio da carga, quando a energia gerada pelo sistema seja inferior, ou não ocorra geração, o que acontece em horários noturnos com ausência do sol.

Por tanto, é utilizado um gerenciador de carga, ou seja, uma unidade de controle, para gerenciar a carga do banco de baterias. outro aspecto importante deste equipamento é evitar sobrecarga e descargas exageradas nas baterias, aumentando assim a sua vida útil e seu adequado desempenho.

Existem disponíveis dois modelos de configuração de controladores de carga, a citar: serie, shunt (ANDRES, 2018).

Segundo Andres (2018) a configuração serie, consiste no uso de um relé eletromecânico para redução da corrente elétrica entregue ao banco de baterias. Já a configuração shunt, resulta em estabelecer um comportamento de resistência variável a fim de manter a tensão dos painéis constante. Na Figura (1.7), é ilustrado um esquemático de um sistema autônomo com uso de baterias.

Figura 1.7 – Diagrama esquemático de um sistema fotovoltaico autônomo.



Fonte: Autor.

Certamente, esse modelo de sistemas fotovoltaico (autônomo), apresenta uma desvantagem quando comparados a outro modelo que não faz o uso de elementos armazenador de energia, como banco de baterias, o que permite uma redução na quantidade de equipamentos e também no custo do sistema.

No entanto, esses sistemas sem baterias, têm sua autonomia comprometida, e as cargas só são alimentadas quando existe a incidência solar necessária para geração de energia e suprir à sua demanda.

### 1.5.2 Sistemas fotovoltaicos conectados à rede (*on-grid*)

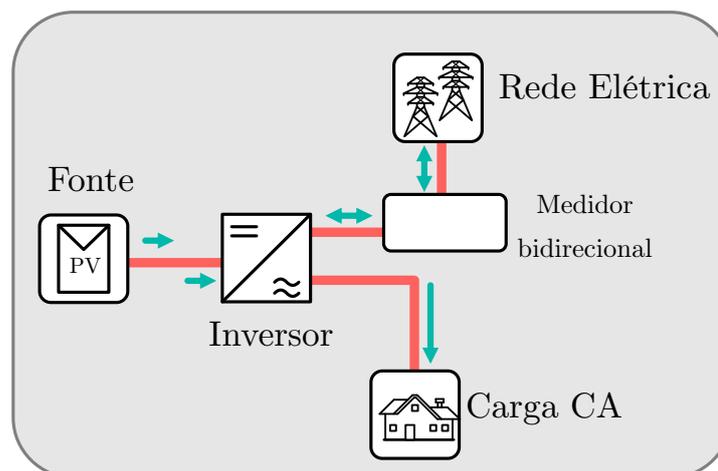
Conhecido como sistema de geração próximo da carga e conectado à rede pública de eletricidade para o fluxo da energia residual. Constituído por, sistema centralizado, e descentralizado (SASIDHARAN; SINGH, 2017; PARMAR et al., 2019).

Centralizado: são sistemas de grande porte, como o caso de grandes usinas que são construídas em locais muito distante dos centro de consumo.

Descentralizado: também conhecido como geração distribuída (GD), do qual a energia gerada é feita pelo consumidor em sua casa ou estabelecimento, e que pode demandar ou não da energia da rede para auxiliar a suprir a sua necessidades.

Abaixo na Figura 1.8 é visto um sistema fotovoltaico residencial conectado à rede elétrica, e com uso de um inversor central.

Figura 1.8 – Diagrama esquemático de um sistema fotovoltaico conectado à rede.



Fonte: Autor.

Nestes sistemas um dos principais objetivo é a economia na conta de luz, uma vez que estes permitem depender "menos" da eletricidade fornecida pelo sistema convencional, ou seja, da rede de distribuição de energia elétrica das concessionárias locais.

No caso do Brasil com a introdução da resolução normativa REN 482/2012, no seu Art. 1º que defini as condições legais e gerais de acesso a microgeração e minigeração distribuídas aos sistemas de distribuição de energia elétrica, bem como o sistema de compensação de energia elétrica (ANEEL, 2012).

O sistemas de compensação trazido pela Resolução normativa acima citada, e descrita pela REN 687/2015, é conhecida como modelo *Net metering*, dos quais é tido como um sistema de crédito onde não ocorre a venda de energia gerada pelo consumido para a concessionária, a energia ativa injetada pela unidade consumidora com microgeração ou minigeração distribuída é disponibilizada, por meio de empréstimo sem custo algum, à

distribuidora local e posteriormente compensada com o consumo de energia elétrica ativa (ANEEL, 2015).

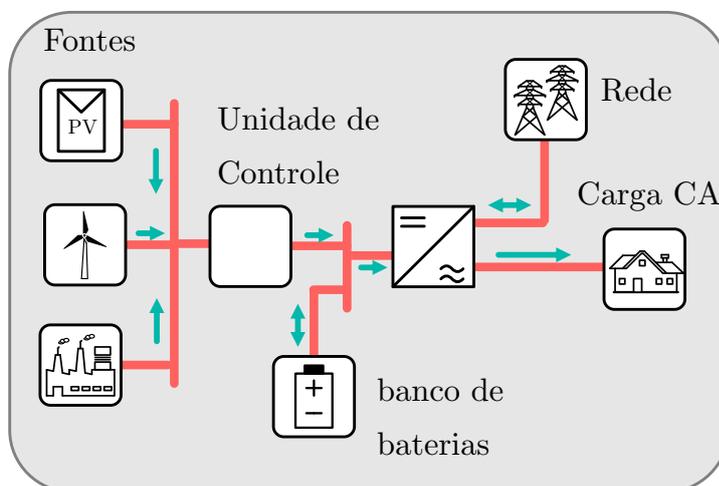
De acordo com a resolução REN 687/2015 da ANEEL, o sistema conectado à rede é dividido em três principais grupos, de acordo com o faixa de potência, Microgeração ( $P \leq 75\text{kW}$ ), Minigeração ( $75\text{kW} < P \leq 3\text{MW}$ ) e a Usinas ( $P > 3\text{MW}$ ) (ANEEL, 2015).

### 1.5.3 Sistemas fotovoltaicos Híbridos

Este modelo consiste em combinar várias fontes além da solar, fontes estas que podem ser renováveis ou não renováveis como eólica, biomassa, energia hidráulica, geradores a combustão, etc. De modo a haver uma complementariedade na disponibilização da energia elétrica e garantir uma fiabilidade na disponibilidade de potência em sistema hidro-fotovoltaico por exemplo, em período de seca (YIBO; HONGHUA, 2013).

Este sistema apresenta um nível de complexidade, pelo que demanda de um recuso de supervisionamento para otimização do uso das fontes de energia disponíveis com objetivo de garantir uma maior eficiência. Na Figura 1.9, é possível observar um sistemas híbrido com conexão à rede elétrica.

Figura 1.9 – Diagrama esquemático de um sistema fotovoltaico híbrido.



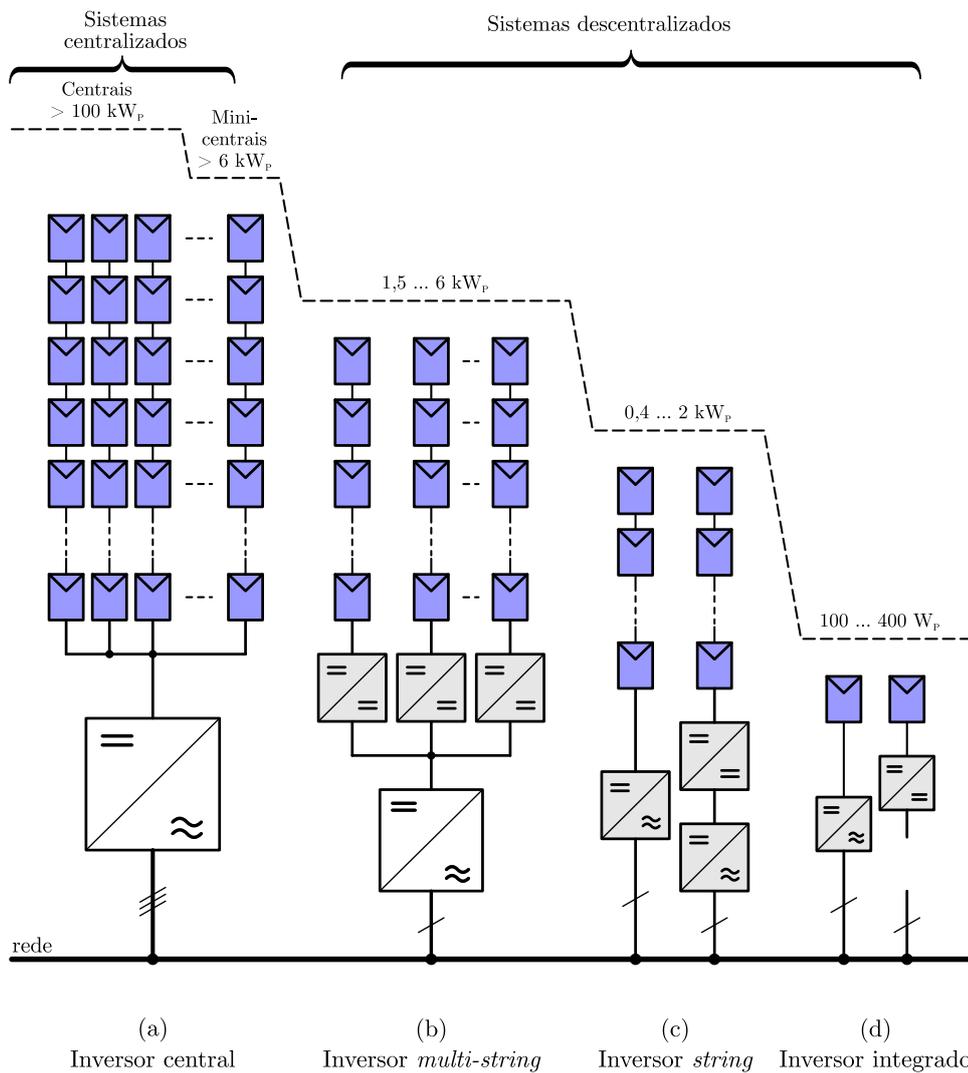
Fonte: Autor.

Uma característica importante a destacar deste sistema, é a flexibilidade de haver a conexão com à rede ou operar de forma isolada, e a variedade na capacidade de geração do sistema. Outro aspecto importante, é que ao fazer o uso de outras fontes, isso possibilita a redução da quantidade de arranjos fotovoltaico, bem como o tamanho do banco de baterias, em período de pouca disponibilidade de irradiação solar.

## 1.6 ARQUITETURA DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Os sistemas fotovoltaicos também são classificados quanto a sua arquitetura de ligação entre os arranjos fotovoltaico e a conexão com o inversor, com visto na Figura 1.10. Dos quais estas podem ser: inversor Central, multi-string, string, módulo integrado CA (microinversor) (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005; ARAUJO; ZACHARIAS; MALLWITZ, 2010; ANDRADE, 2018).

Figura 1.10 – Arquiteturas de sistemas fotovoltaicos.



Fonte: Adaptado de (ANDRADE, 2018).

### 1.6.1 Inversor central

O inversor unicamente tem o objetivo de transferir toda energia elétrica gerada pelos arranjos de módulos, para carga ou para rede, em caso de sistemas conectados.

Os módulos fotovoltaicos são ligados em série, dando assim origem a arranjos conhecidos como *strings*, a saída do arranjo apresenta um nível de tensão elevada, o que elimina a demanda por um conversor elevador CC-CC. Uma das desvantagens consiste, em caso em que um dos painéis da *string*, esteja sombreado, a corrente total do arranjo estará limitada (CALAIS et al., 2002).

Arquitetura bastante usada em conexão com a rede, e usada em sistemas de grande porte cujo o efeito do sombreamento é pouco significativo para o sistema em geral (CALAIS et al., 2002).

Caso demande-se o aumento da corrente, as *strings* podem ser conectadas em paralelo, e com uso de diodo *bypass*. O uso do diodo de *bypass* previne que em caso de dano em um dos módulos ou mais da *string*, este não afete os demais ligados em paralelo, sendo que, o diodo de *bypass* bloqueia o arranjo afetado em relação aos demais cortando a circulação de corrente no mesmo.

#### 1.6.1.1 Desvantagens

- a) MPPT não apurado, com rastreamento do máximo ponto de potência global (MPP) apenas;
- b) Perdas nos diodos de *bypass*;
- c) MPPT não apurado, com rastreamento do máximo ponto de potência global (MPP) apenas;
- d) Perdas nos diodos de *bypass*;
- e) Perdas por mismatch (ocorre devido a diferenças existentes nas propriedades de cada módulo) considerável;
- f) Presença de elevada corrente contínua, o que pode aumentar o risco de acidente;

### 1.6.2 Inversor por *string*

Este modelo é bastante similar e deriva do inversor central. A arquitetura de inversor por *string* 1.10(c), consiste no uso de várias strings, do qual, cada *string* está conectada ao seu próprio inversor (MEINHARDT; CRAMERAND, 2000; ARAUJO; ZACHARIAS; MALLWITZ, 2010).

Esta arquitetura pode ser de um ou dois estágios, ou seja, pode existir um estágio CC-CC caso o número de módulos e conseqüentemente a tensão do arranjo seja inferior ao

necessário, o que configuraria uma arquitetura de dois estágios. O conversor CC-CC usado, pode ser não isolado, ou isolado com transformador de alta frequência.

Para o inversor de *string*, a arquitetura de um estágio, apresenta a vantagem de possuir número de componentes inferior ao de duas etapas, o que resulta em um rendimento maior. Porém apresenta a desvantagem do uso de capacitor eletrolítico de entrada de grande volume ligado ao barramento CC, para o arranjo de módulos ser desacoplado da saída, o que certamente afeta o tempo de vida do inversor (SCHONBERGER, 2009; VOGELSBERGER; WIESINGER; ERTL, 2011).

Uma alternativa, para o que foi discutido no parágrafo anterior é o uso de circuito de potência intermediário, para garantir o desacoplamento entre a *string* (cuja potência tem característica pulsante) e a saída. Porém esta alternativa introduz mais elementos ativos e passivos, o que se converte em mais perdas (SHIMIZU; WADA; NAKAMURA, 2006).

Na configuração de dois estágios o conversor CC-CC é responsável por realizar o desacoplamento de potência. Esta configuração também possibilita a operação em uma larga faixa de tensão de entrada, o que garante maior flexibilidade no número de módulos que compõem cada arranjo, o que permite maior facilidade para expansão do sistema (SCHONBERGER, 2009).

Outro aspecto interessante de realçar desta configuração é a possibilidade do uso de algoritmo de rastreamento de máxima potência de forma individual para cada *string*, o que garante um aumento do rendimento global, se comparando a configuração de inversor central. Outra questão é a eliminação do diodo de *bypass* e conseqüentemente as perdas associadas a estes (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

### 1.6.3 Inversor *multi-string*

Esta arquitetura que é mostrada na Figura 1.10 (b) resulta da combinação entre as configurações do tipo *string* com a de inversor centralizado e apresenta essencialmente dois estágios (MEINHARDT; WIMMER, 2001).

No inversor *multi-string* cada arranjo é conectado a um conversor CC-CC, com objetivo de garantir um alto ganho de tensão, e realizar o rastreamento individual do ponto de máxima potência por arranjo, e a saída de cada conversor CC-CC é conectada em série, e acoplada a um inversor central.

Esta configuração possibilita resolver questão de sombreamento parcial e também perdas por incompatibilidade dos módulos, do inglês *mismatch* (BLAABJERG; CHEN; KJAER, 2004).

A implementação da etapa CC-CC, permite a redução do capacitor de conexão do barramento CC com o estágio inversor. Outro aspecto é que na configuração *multi-string* o conversor CC-CC atenua as ondulações de potência de saída, quando este opera com

controle em malha fechada, o que se converte em redução do capacitor do barramento. Diferente do inversor centralizado, nesta configuração, a uma preocupação menor com as ondulações de potência na etapa de saída, isso em sistemas monofásico (SCHONBERGER, 2009).

Outro aspecto vantajoso que cabe realçar, é a característica de modularidade, o que transfere uma maior robustez e facilidade de manutenção e ampliação do sistema quando o inversor permite acréscimo de potência (BLAABJERG; CHEN; KJAER, 2004; WALKER; SERNIA, 2004).

Devido a modularidade, problemas relacionado a um dos subsistemas, ou conversor CC-CC, introduz pouco impacto a operação do sistema em geral. Já se houver falha no inversor central, o sistema todo é interrompido.

#### 1.6.4 Módulo CA ou inversor integrado (MIC)

A configuração módulo CA observado na Figura 1.10 (d), é uma variante reduzida, da arquitetura do inversor por *string* do qual existe um módulo fotovoltaico para cada inversor, a uma interface de eletrônica de potência para conexão com à rede elétrica ou com a carga.

Nesta estrutura ocorre uma redução da perda de potência do sistemas devido a redução de módulo, porém as perdas constante no inversor podem ser as mesmas do inversor por *string* (BLAABJERG; CHEN; KJAER, 2004).

Segundo Oldenkamp e Jong (1998), as principais vantagens do módulo CA em relação aos tradicionais sistemas fotovoltaicos, consistem em:

- A energia de cada módulo é extraída de forma independente, e em caso de falha de um, os outros módulos CA continuarão entregando energia à rede.
- Elevada capacidade de modularidade, permitindo um sistema de fácil expansão;
- Tamanho mínimo do sistema de um módulo CA, diminuindo o limite para indivíduos iniciar sua própria usina fotovoltaica;
- Uso de material de instalação CA padrão, o que reduz os custos de material de instalação e projeto do sistema;
- Baixas perdas de condução e custos de cabos;
- Nenhuma perda de incompatibilidade no nível do sistema, pois cada módulo CA opera em seu próprio *Máximo Power Point*-MPP (Máximo ponto de potência);
- Não demanda do uso de diodo de *string* e diodo de *bypass*;

- Baixas tensões de surto induzidas por raios, devido ao *layout* compacto do sistema CC

Neste modelo, o rastreo individual do ponto de operação de cada painel fotovoltaico, permite melhorar o desempenho do sistema o que garante uma maior amenização das perdas referente ao sombreamento nos módulos, quando comparando a tecnologia por *string* (CALAIS et al., 2002).

Entretanto, a principal desvantagem esta relacionado, com o aumento do custo do sistemas, uma vezes que cada módulo irá operar com seu próprio inversor. E se consideramos um grande sistema, pode não haver um equilíbrio adequado entre a relação custo beneficio do sistemas (ZHOU; LIU; LI, 2013).

Os conversores MIC- módulo integrado podem ser também classificados segundo três principais topologias: com *Link CC*, *Pseudo Link CC*, sem *Link CC* (CHEN et al., 2014).

- Topologias com *Link CC*: Essencialmente um conversor CC-CC e um inversor CC-CA são demandados, e para o acoplamento de ambos um capacitor de barramento CC (*link CC*) é utilizado na entrada do inversor.
- Topologia com *Pseudo link CC*: Ocorre a ausência de um capacitor no *link CC*, do qual a tensão é continua, no entanto não é constante. Assim com no item anterior, também demanda do uso de um conversor CC-CC e um inversor CC-CA.
- Topologias sem *Link CC*: também ocorre a ausência de um capacitor no *link CC*, do qual nesta estrutura a tensão apresenta um formato já alternado, sendo assim é usado um inversor de alta frequência na companhia de um cicloconversor.

## 1.7 OBJETIVOS GERAIS

Desenvolver e analisar uma estrutura do conversor *sepic* modificada.

- Estudar o conversor *sepic* isolado dispostos na literatura.
- Estudar as diferentes células elevadoras aplicadas aos conversores isolados.
- Realizar a análise e modelagem do conversor *sepic* proposto.
- Implementar um algoritmo de rastreo de máxima potência (MPPT).
- Construir o protótipo do conversor proposto.
- Avaliar experimentalmente a topologia proposta e seu sistemas de controle.

## 1.8 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

O presente trabalho está dividido em cinco capítulos. Primeiramente, o Capítulo 1 trata dos aspectos inerentes ao panorama energético global, envolvendo questões relativas a energia solar, armazenamento de energia, classificação e arquiteturas de sistemas fotovoltaicos etc. O capítulo 2 faz uma abordagem mais centrada, em topologias de microinversores, técnicas gerais de ganho estáticos em conversores CC-CC. O capítulo 3 trás uma análise estática do conversor proposto, ou seja, conversor *sepic* isolado com célula dobradora de tensão, apresentado as etapas de operação e as principais formas de onda do conversor considerando a presença da indutância de dispersão. Ainda neste capítulo 3 é apresentado a modelagem feita através da abordagem por espaço de estado e a validação dos modelos, questões relacionadas a implementação de MPPT, projeto do circuito de potência e do controlador supondo a operação do conversor CC-CC em sistemas fotovoltaicos. O capítulo 4, apresenta os resultados experimentais para o fluxo de potência do conversor operando em malha aberta, bem como os resultados experimentais do conversor CC-CC realizando o rastreamento da máxima potência e o rendimento alcançado pelo conversor CC-CC. Para finalizar, o capítulo 5 descreve as considerações finais referentes as atividades realizadas, propostas de trabalhos futuros e a publicação derivado desta dissertação.

## 2 Revisão de topologias de Microinversores

Esta seção visa discutir algumas topologias aplicadas em microinversores que serviram como base para os assuntos abordados no decorrer deste trabalho.

### 2.1 JUSTIFICATIVA DA ESCOLHA DE CONVERSORES MIC

Este subtópico, visa reforçar questões de principais interesses que justificam a escolha do MIC (módulo CA ou inversor integrado) como objeto de estudo nesta dissertação, sendo que alguns aspectos principais já foram destacados no capítulo anterior.

Devido as mudanças climáticas visíveis nos últimos anos, tem ocorrido ultimamente amplos debates e outras ações que sinalizam uma preocupação global por parte da humanidade, com questões referente ao futuro do planeta e seus ecossistemas. As mudanças climáticas, cujo os cientistas apontam como resultado do uso inadequado dos recursos energéticos poluentes, como combustíveis fósseis, para suprir a nossa demanda por energia, são apontados como um dos principais agentes na promoção do aquecimento global, efeito estufa, e outros eventos indesejados.

Diante disso, tem havido globalmente um interesse em explorar as energias renováveis Li e Wolfs (2008). Entre as variadas fontes, a energia solar fotovoltaica por ser compreendida como um recurso energético renovável, surge como um bom aliado e uma alternativa atraente a se considerar para ajudar a sanar algumas destas questões apresentadas.

A crescente dos consumidores residenciais ao longo dos anos com relação a utilização da energia solar fotovoltaica com conexão à rede elétrica demonstra também a preocupação dos consumidores não só com questões associadas a economia de recursos financeiros, segurança e geração própria mas também, com questões que casam com a necessidade da mudança de paradigma e ações concretas que ajudam na preservação e conservação do meio ambiente.

Sendo assim, para se atingir os interesses do mercado, é crucial que se atinja boa eficiência, dos quais depende da qualidade dos painéis fotovoltaicos, do rendimento do conversor usado, e também das técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT- Maximum Power Point tracking*). Considerando que a maior parte dos custos do sistema esta associado ao preço dos inversor, módulos e dos recursos para instalação, segundo Junior et al. (2011). Pensando em aplicações residências e de pequenos comércios, que demandam menores potências na faixa de Watts a alguns kW, os inversores centrais não se demostram tão interessante por não introduzirem grandes vantagens (ANDRES, 2018).

Sendo assim, pensando nesta faixa de potência, soluções envolvendo sistemas MIC (inversor integrado), tecnologia disponível desde os meados da década de 1990, e que

garante a utilização de sistemas menores, podem ser tecnicamente mais viáveis para essas situações porque permitirão maior geração de energia (CALAIS et al., 2002).

De acordo com Zhou, Liu e Li (2013) observa-se que do ponto de vista do custo, a estrutura MIC apresenta um relativo custo maior se comparado aos inversor por *string*, isso porque os sistemas MIC usam um inversor por cada módulo (ou até quatro módulos dependendo da tecnologia envolvida), o que torna o custo global do sistema mais elevado.

Por outro lado, os sistemas MIC apresentam a vantagem de gerar mais energia, devido ao fato de haver um MPPT mais aprimorado e individual para cada painel fotovoltaico diferente do sistema por *string* que é feito por arranjo de painéis, outro ponto positivo consiste em compreender que os MIC (inversor integrado) oferecem melhor solução quanto aos problemas de sombreamento parcial e por incompatibilidade dos módulos, ou seja, *mismatch*. Eles também garantem confiabilidade do sistema, modularidade, manutenção e instalação independente, redução do perigo por arcos devido a substituição da instalação CC por uma CA, e outros painéis de menor preço podem ser incorporados gradualmente (MEINHARDT et al., 1999; TRUBITSYN et al., 2010; JUNIOR et al., 2011).

Os MIC também apresentam uma durabilidade, vida útil maior quando comparados aos inversores tradicionais, custo de manutenção menor, e sua configuração confere um acompanhamento do desempenho do sistema fotovoltaico com maior facilidade.

Desta forma com o objetivo de se alcançar um sistema de fácil instalação, expansibilidade, que otimiza a energia disponibilizada pelos módulos, e que possa atender os interesses do consumidor residencial, os sistemas com MIC surgem como uma alternativa que conferem excelentes vantagens para tais interesses.

E este trabalho tem como foco contribuir na pesquisa e desenvolvimento de tecnologia voltada a geração fotovoltaica, propriamente em topologia de conversor CC-CC de alto ganho e desempenho, incorporado aos MIC, o que justifica a escolha do tema.

### 2.1.1 Arquiteturas de Microinversores Comerciais

Os microinversores também chamados de inversores módulos integrados, são inversores que transferem corrente elétrica na rede e operam em uma faixa de potência de um módulo, menor ou até 600W.

Segundo Li e Wolfs (2008), Edwin, Xiao e Khadkikar (2012) para que os microinversores apresentem bom desempenho alguns parâmetros como densidade de potência, Confiabilidade, rendimento e custo do sistema, devem ser levados em conta.

A densidade de Potência ( $\rho$ ) : É um indicador que informa o quão compacto é o microinversor, é dado através da divisão entre a potência total de saída  $P_o$  por duas vezes a soma dos volumes dos componentes do conversor  $2 \sum vol$  . (MEINHARDT et al., 1999).

No caso dos microinversores isolados, ou seja, com transformador em geral são menos compactos que os não isolados. O aumento da compactidade de um microinversor do tipo isolado pode ser feita, aumentando a frequência de chaveamento que reduz o tamanho do transformador e do indutor de filtro (HASAN; MEKHILEF, 2017).

**Confiabilidade:** Considerando que os módulos atuais apresentam uma vida útil superior a 20 anos, é desejável que os demais equipamentos que compõem um sistema FV, como por exemplo o microinversor, tenha um tempo de vida similar ao módulo. Por tanto na construção do microinversor é interessante evitar o uso de capacitores eletrolíticos, por razão de terem vida útil bastante reduzida (LEVRON; ERICKSON, 2016).

**Rendimento:** Em geral os microinversores operam em baixa potência, e quando comparados a grandes inversores que operam com elevadas potência, os microinversores tendem a apresentar rendimento inferior. Soluções com rendimentos na faixa de 92% são tidas como atrativas (ANDRADE, 2018).

**Custo do sistema:** Em razão de também ser uma tecnologia mais recente, quando comparado aos inversores, o preço do microinversor não apresenta ainda um custo relativamente "competitivo" quando comparado aos inversores que processam grandes potência, ou seja, inversor central. Porém, o custo de instalação de ambos é bastante similar, o que abre espaço para procurar soluções com emprego de microinversores que tenham custo baixo.

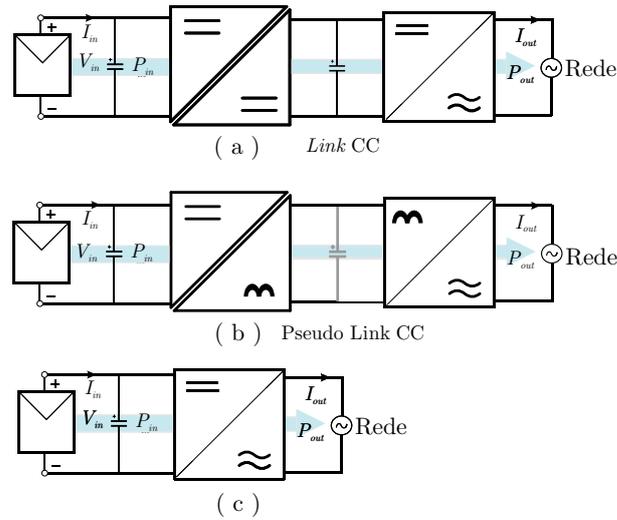
A maior eficiência relatada até então a respeito dos MIC (inversor integrado) comerciais, de acordo com (OLDENKAMP et al., 1997; LI; WOLFS, 2008; EDWIN; XIAO; KHADKIKAR, 2012) é de 95%, um exemplo é o NKF OK4-100 em 40% da potência de entrada.

Como já abordado no capítulo anterior, os MIC também podem ser classificados quando a existência ou não de um barramento CC, ou seja, em três topologias, a saber, MIC com *Link CC*, MIC com *Pseudo Link CC* e MIC sem *Link CC* dos quais cada uma estrutura pode ser observado na Figura a 2.1 (EDWIN; XIAO; KHADKIKAR, 2012).

Neste trabalho dá-se maior ênfase a topologias de MIC com *link CC*, por ser a estrutura de principal interesse desta dissertação. No caso deste arranjo, o processamento e conversão de energia é estabelecido por duas etapas, ou seja, dois conversores, que são discutidos separadamente.

As vantagens desta topologia consiste em maior flexibilidade na escolha dos conversores e na estratégia de controle, sendo que as etapas operam de forma independente, o que possibilita a utilização de diferentes conversores no primeiro estágio CC-CC bem como para o segunda estágio CC-CA. Esta topologia também apresenta vantagens no que diz respeito ao uso do capacitor de desacoplamento que é introduzido ao barramento CC, do qual a tensão é mais alta o que garante um capacitor menor se comparado a outras topologias. E se consideramos que o valor da capacitância é inversamente proporcional ao valor da tensão, ou seja, maior tensão menos capacitância, sendo que esse capacitor

Figura 2.1 – Classificação dos MIC.



Fonte: Própria.

poder ser de filme e não eletrolítico o que aumenta a vida útil do dispositivo (HASAN; MEKHILEF, 2017; YUAN et al., 2019; ALLUHAYBI; BATARSEH; HU, 2020).

E como desvantagem essas topologias de dois estágios demandam o uso de maiores números de componentes o que compromete certamente a eficiência e a densidade de potência do conversor, bem com um elemento essencial que é o custo (YUAN et al., 2019).

### 2.1.1.1 Etapa CC-CC do MIC com link CC

A primeira etapa consiste de um conversor CC-CC responsável por introduzir alto ganho a tensão fornecida pelo módulo fotovoltaico (cujo valor pode variar de 22V a 50V), para um nível de tensão acima do pico da rede, este conversor CC-CC também pode ser responsável por realizar o rastreamento do ponto de máxima potência de um painel (ou de até 4 painéis em paralelo, dependendo da tecnologia do microinversor) (RODRIGUEZ; AMARATUNGA, 2008; ANWARI; HAMID; TAUFIK, 2009).

Um capacitor de barramento ou capacitor de *link CC* é utilizado para armazenamento de energia CC e estabelecer o desacoplamento, evitando que para o caso de sistemas monofásicos, oscilações de potência não sejam transferida a entrada, ou seja, aos painéis fotovoltaicos o que ajuda bastante no MPPT (ANDRES, 2018).

Segundo (HASAN; MEKHILEF, 2017), o capacitor de desacoplamento dado por  $C_D$  pode ser calculado de acordo com a equação 2.1.

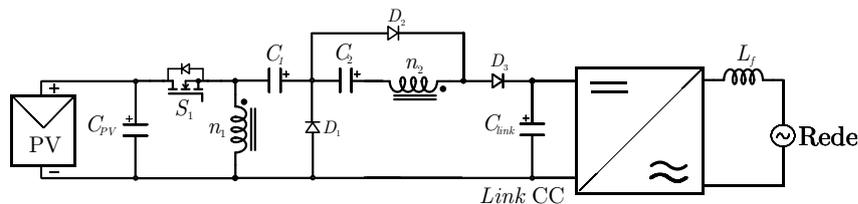
$$C_D = \frac{P_{in}}{\omega_o V_{DC} \Delta V}. \quad (2.1)$$

Onde  $P_{in}$  é a potência nominal do painel  $\omega_o$  é frequência da linha  $V_{DC}$  o nível de tensão CC no capacitor de desacoplamento e  $\Delta V$  a ondulação de tensão pico a pico máxima.

Em outras aplicações como a de acionamento de motores de EV (Veículos elétricos) também usa-se capacitor elevado de *link CC* para garantir a suavização da ondulação de corrente, e estabelecer uma tensão de *link CC* quase que constante, como discutido em (KHAN; NAG; DAS, 2022).

Como exemplo para sintetizar melhor a discussão, em Chen et al. (2013) é proposto uma estrutura de MIC (inversor integrado) como observado na Figura 2.2 do qual dá-se maior destaque ao lado CC-CC. No trabalho é proposto uma topologia de conversor elevador de alto ganho e rendimento com indutor acoplado, que ajuda a garantir um baixo valor de *duty cycle* (razão cíclica) e número de espiras, a topologia deriva do conversor zeta cujo indutor de entrada é substituído por um indutor acoplado.

Figura 2.2 – Conversor elevador com indutor acoplado e capacitor chaveado.



Fonte: Adaptado de (CHEN et al., 2013).

O Ganho do conversor é dado pela equação 2.2, e depende de dois elementos, a relação de espiras do indutor acoplado e da razão cíclica do conversor.

$$M = \frac{1 + n}{1 - D}. \quad (2.2)$$

Uma das características positivas das topologias com indutor acoplado, é que a energia armazenada na dispersante, pode ser reaproveitada no intuito de aumentar o rendimento do conversor, e atenuar os esforços de tensão nos semicondutores como chave. Outra técnica também empregada no conversor, que ajuda no alto ganho sem introduzir significativa perda de rendimento, consiste no uso de capacitor chaveado.

As avaliações da topologia foram feitas para uma potência nominal de 250W, frequência de chaveamento de 50 kHz, tensão de entrada de 25V e saída de 200V respectivamente, e uma relação de transformação  $n = 3$ , dos quais nesta condição o rendimento foi de 94,8%. O máximo rendimento foi alcançado em 20% da potência nominal, ou seja, 50W, dos quais o valor atingido foi de 97,3% (CHEN et al., 2013).

Fora os resultados que se demostram interessantes o conversor da Figura 2.2 apresenta algumas desvantagens concernente ao elevado número de componentes do lado CC-CC que ajudam a estabelecer o alto ganho de tensão, com baixo valor de razão cíclica,

falta de isolamento que afeta a segurança, corrente de fuga, e também devido a entrada não ter característica de fonte de corrente, o que aumenta o capacitor de entrada, diferente do conversor Sepic proposto nesta dissertação.

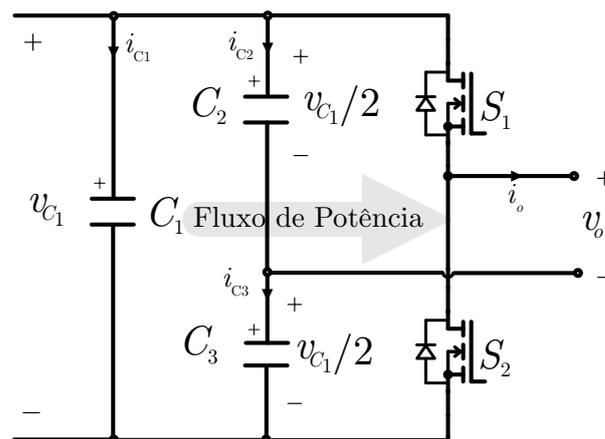
### 2.1.1.2 Etapa CC-CA do MIC com link CC

Já o segundo estágio que se refere ao inversor CC-CA do MIC com *link CC*, tem a função de transferir potência à rede elétrica, e uma corrente alternada que esteja em conformidade com o estabelecido pela concessionária local (LIANG; KUO, 2001). O inversor CC-CA demanda de um sistema de controle que ajuda a atenuar o conteúdo harmônico indesejado e garantir o fator de potência, cujo padrão é estabelecido pela norma de conexão com à rede, exemplo THD de  $<5\%$  e FP unitário.

Algumas destas estruturas de inversores monofásicos bastante utilizadas e de baixo custo são: Conversor meia ponte (*Half-bridge*), Conversor ponte completa (*Full-bridge*), e o conversor *Buck* com *unfolding* (LEVRON; ERICKSON, 2016).

No caso, o conversor *Half-bridge* da Figura 2.3 é uma topologia da família inversores CC-CA, como barramento CC com ponto médio para conexão com a carga, que utiliza de dois semicondutores que comutam de forma complementares e sintetizam uma tensão CA quadrada com amplitude e frequência controlada, e com apenas dois níveis  $+V_{cc}/2$  e  $-V_{cc}/2$ . E embora esta não seja uma tensão senoidal, ela é útil para diversas aplicações (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; HART, 2012).

Figura 2.3 – Conversor *Half-bridge* .



Fonte: Adaptado de (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Como dito, neste conversor e dentro de suas limitações, é possível projetar o valor de amplitude e da frequência da tensão na saída. E as chaves não podem ser acionadas ao mesmo tempo para não causar curto-circuito no barramento CC.

Devido ao fato de a tensão de saída ser pulsante, esta apresenta um considerável conteúdo harmônico associado a tensão, e para sua atenuação e não propagação para a rede ou qualquer que seja a aplicação, pode ser utilizada diversas estratégias de modulação adequada, como o caso da *SPWM-Pulse width modulation sinusoidal* (modulação por largura de pulso senoidal).

Esta modulação clássica citada no parágrafo anterior consiste no uso de dois sinais, um modulante e uma portadora. O sinal da portadora pode ser uma forma de onda triangular com a amplitude variante e frequência fixa, já o sinal de modulante, ou de "controle" é uma senoide. Estes sinais são comparados através de um circuito comparador, e como resultado é gerado um trem de pulsos variados devido ao sinal senoidal, que são canalizados para acionamento das chaves (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Sendo que a tensão modulante é a tensão de referência que deseja-se sintetizar na saída, ou seja, uma tensão alternada de 220Vrms com frequência de 60 Hz para caso de um sistema monofásico.

Se filtrado o sinal de saída do inversor *Half-bridge* que é  $+V_{cc}/2$  e  $-V_{cc}/2$ , através de um filtro passa baixa, o resultado é um sinal senoidal com amplitude e frequência desejados, uso de filtros, também é desejável para auxiliar na redução do conteúdo harmônico.

Como discutido, o grande problema desta modulação para o conversor em causa consiste na presença significativa de conjuntos de harmônicos, cujo o primeiro aparece a partir da frequência de comutação e que podem interferir na aplicação.

Porém, como este conversor demanda de um barramento CC elevado e o conversor CC-CC proposto neste trabalho estabelece as condições necessárias para entregar, é uma excelente opção de conversor CC-CA escolhido para esta aplicação.

## 2.2 GANHO ESTÁTICO EM CONVERSORES CC-CC

Em algumas aplicações, o uso apenas de módulos fotovoltaicos não garante um nível de tensão desejado, como discutido no capítulo anterior. E isso trás o desafio de garantir uma etapa de processamento de energia que eleva a baixa tensão fornecida de um módulo fotovoltaico, para um valor estabelecido no barramento, o que garante o funcionamento adequado do sistema.

Para isso, na literatura algumas topologias de conversores não isolados e isolados que permitem resolver esse desafio são discutidos em (TYMERSKI; VORPERIAN, 1988; ZHAO; LEE, 2003; LIANG; TSENG, 2005). Dentre as topologias citadas na literatura, o conversor *Boost* constitui a mais simples e de baixo custo para ajudar a resolver esse desafio, e tem na sua composição apenas elementos básicos como indutores, capacitores, diodo e chave.

Teoricamente este consegue alcançar ganho "infinito", o que em tese seria ótimo para determinadas aplicações, dos quais o interesse primordial seja alto ganho. Porém na prática seu ganho estático máximo é limitado, ou seja, este não permite estabelecer ganhos de tensão maiores quando comparado a outros conversores isolados. Isto ocorre devido a limitações do mesmo, sua resistência série equivalente introduz queda de tensão o que limita o mesmo de alcançar altos ganhos e eficiência que são visto apenas na teoria, outro aspecto é que esta resistência equivalente cresce com o aumento da razão cíclica (LIANG; TSENG, 2005).

Sendo assim, observa-se a necessidade de topologias de conversores com alto ganho, porém com redução das desvantagens apresentas pelo conversor *Boost* citado no paragrafo anterior, e para isso outras topologias foram desenvolvidas em (TSENG; LIANG, 2004; LIANG; TSENG, 2005; BAEK et al., 2005).

Pode-se dizer que as técnicas de elevação de tensão são constituídas por 5 categorias principais, que são: multi-nível, capacitor chaveado, célula multiplicadora de tensão, indutor chaveado, e a família dos acoplamentos magnéticos (FOROUZESH et al., 2016).

### 2.2.1 Técnicas gerais de ganho de tensão

Como o tópico diz, são técnicas que acoplado a topologias de conversores mais simples e não só, permitem alcançar um ganho de tensão maior. E sendo varias técnicas e cada uma com as suas características, estas podem também ser combinadas em determinadas aplicações de forma a extrair o melhor de cada uma delas.

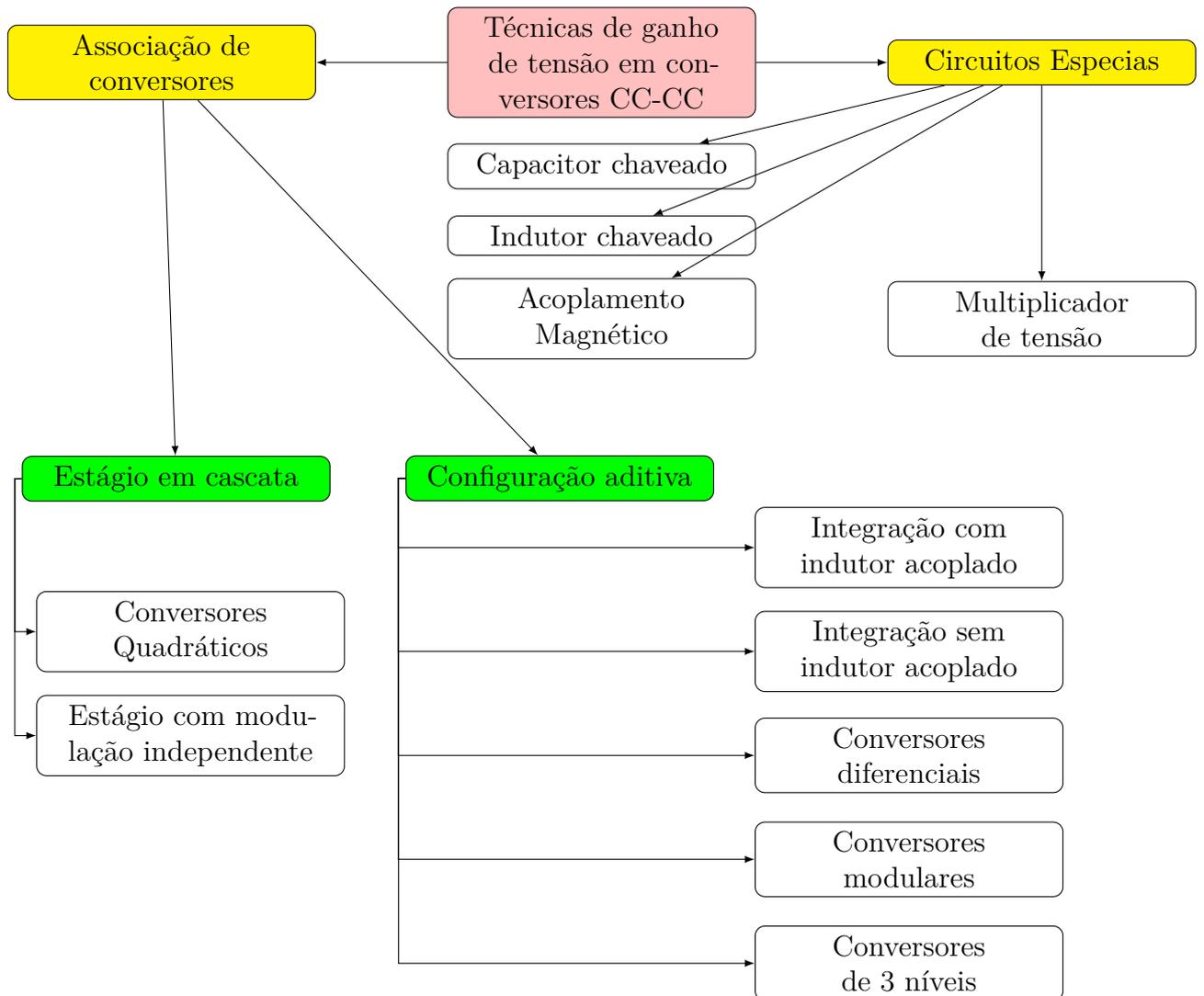
A Figura 2.4 ilustra aos detalhes um fluxograma de classificação das principais técnicas usadas.

#### 2.2.1.1 Associação de conversores

Em diversas aplicações, conversores diferentes são combinados com o objetivo de retirar o melhor de cada um dos mesmos, resultando em um grupo de conversores com características híbrida com estágio de conversão de energia, possibilitando alcançar resultados satisfatórios.

Este estado é representado por uma circuito com uma porta de entrada, uma de saída, e um circuito interno chamado de célula de conversão (ANDRADE; MARTINS, 2017). No caso, o conversor pode ter varias células de conversão, sendo estas iguais, ou não. Outro aspecto, é que a ligação entre os estágios podem ser de diferentes modo.

Figura 2.4 – Fluxograma mostrando a classificação geral das técnicas de ganho de tensão em conversores estáticos.



Fonte: Adaptado de (FOROUZESH et al., 2016).

A associação de conversores são subdivididos em dois principais grupos, que são: estágio em cascata e configuração aditivas, dos quais serão mencionados e estudados nos dois primeiros subtópicos seguinte.

### 2.2.1.2 Estágio em cascata

A conexão em cascata é realizada com objetivo de estabelecer alto ganho, e também de reduzir o estresse de corrente nos semicondutores, estes conversores podem ser constituído por um grupo de conversores do mesmo tipo ou não Maksimovic e Cuk (1991), podem ser ligados em serie ou em paralelo (MATSUO; HARADA, 1976).

Nesta estrutura de conexão, a potência é sempre transferida em um único sentido, ou seja, da entrada para a saída, o que leva com que a potência total seja processada por cada célula, o que resulta em uma eficiência total inferior a de cada célula (ANDRADE; MARTINS, 2017). Contudo, através das na equações 2.3 e 2.4 é possível observar de forma simplificada e geral as equações que resultam no ganho total, bem como da eficiência.

$$G_{VT_{casc}} = G_{V1} \times G_{V2} \times \dots \times G_{Vn}. \quad (2.3)$$

$$\eta_{T_{casc}} = \eta_1 \times \eta_2 \times \dots \times \eta_n. \quad (2.4)$$

Do ponto de vista do ganho, esta técnica de conversores ligados em cascata apresenta grande vantagem. Porém se olhar-mos no quesito eficiência total a uma queda relativa quando comparado a eficiência de cada célula o que se configura uma desvantagem. Sendo que a eficiência total é o produto da eficiência de cada célula individual.

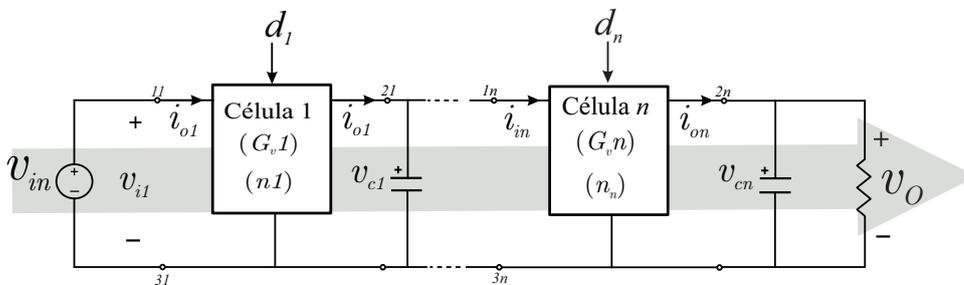
Além disso, os conversores em cascata também podem apresenta um custo maior quando comparado a outras técnicas de conversão de energia. Outra desvantagem, consiste em haver uma maior complexidade do circuito.

Dependo da necessidade e do tipo de aplicação, esta técnica pode ser interessante de se utilizar para se atingir um determinado objetivo.

Em Andrade e Martins (2017) é demonstrado uma aplicação de conversor em cascata combinado a outras técnica, para aplicação de alto ganho. Já em Maksimovic e Cuk (1991), Chang et al. (2015); Chang et al., (2018), é possível observar algumas aplicações considerando os conversores *Buck*, *Buck-boost* ligados em cascata para aplicação em sistemas fotovoltaicos conectados à rede.

Na Figura 2.5, verifica-se um esquema genérico de conexão de conversores em cascata, e observa-se, que o fluxo de potência é da entrada para a saída.

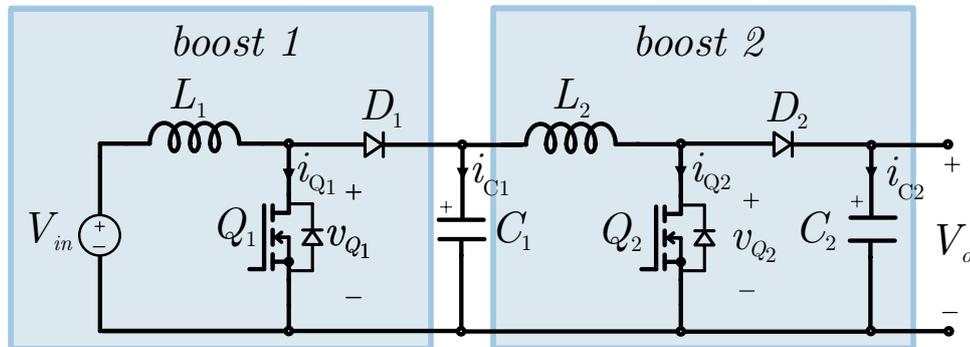
Figura 2.5 – Configuração genérica da conexão em Cascata.



Fonte: Adaptado de (ANDRADE; MARTINS, 2017).

No entanto, a fim de se ter uma visão mais detalhada da técnica, na Figura 2.6 é mostrado dois conversores *Boost* ligados em cascata e operando com duas chaves e dois diodos (WU; YU, 1998; HUBER; JOVANOVIĆ, 2000).

Figura 2.6 – Conversor *boost* ligado em Cascata.



Fonte: Adaptado de (BRITISH PETROLEUM, 2021).

### 2.2.1.3 Estágio com modulação independente

Diferente do que foi discutido simplesmente na técnica de ligação em cascata, aqui os conversores são novamente conectados em cascata também, porém de tal forma, que as chaves operam de modo independentes uma em relação a outra o que impõe uma maior complexidade no circuito.

No caso do conversor *Boost* em cascata multi-estágio, com modulação independente o ganho geral do conversor depende da razão cíclica de cada conversor, como se pode verificar na equação 2.5. O ganho total é o produtos dos ganhos individuais de cada conversor (MEDDAH; BOURAHLA; BOUCHETATA, 2011; TAKAHASHI; FUJINUMA; HOSHI, 2018).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-d_1} \times \frac{1}{1-d_2} \times \dots \times \frac{1}{1-d_n}. \quad (2.5)$$

sendo que,

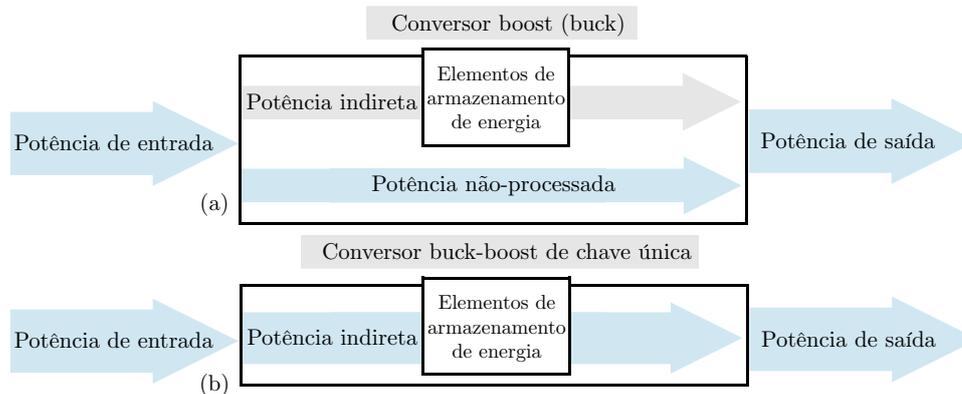
$$d_1 \neq d_2. \quad (2.6)$$

Em Chen, Maksimović e Erickson (2001) é apresentado uma solução usando o conversor *Buck* e *Boost*, do qual, através destes são desenvolvidos duas configurações em cascata *Boost-buck* cascadeado e um *Buck-boost* respectivamente. Os autores propõem a técnica com o objetivo de garantir uma topologia que permite a transferência de parte da potência de entrada diretamente para a saída, minimizando o estagio de processamento

intermediado (potência indireta) de potência de entrada, que também ocorre por intermédio dos elementos de chaveamento que utilizam os armazenadores de energia como indutores.

A Figura 2.7 ilustra a transferência de potência em conversor de uma única chave *Buck*, *Boost* e *Buck-boost* respectivamente.

Figura 2.7 – Fluxograma de energia (a) *Boost* e *Buck*; (b) *Buck-boost* de chave única.



Fonte: Adaptado de (CHEN; MAKSIMOVIC; ERICKSON, 2001).

Sendo assim, a capacidade de transferir diretamente a energia resulta em menos estresse de tensão nos componentes, menos armazenamento e conseqüentemente maior eficiência do sistema. E para reduzir os estresses de corrente nos semicondutores da topologia proposto, e melhorar a eficiência, é realizado o chaveamento independente (CHEN; MAKSIMOVIC; ERICKSON, 2001).

Em conversores elevadores e abaixadores que contém uma única chave, como o *Buck-boost*, *Sepic*, e *Cúk* a transferência de potência direta é nula como poder ser visto na Figura 2.7b, isso porque toda ela é processada pelos elementos de comutação, o que resulta em um maior armazenamento e tensão nos componentes.

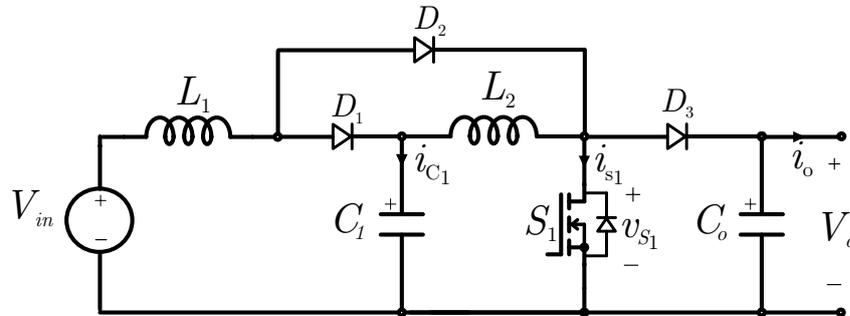
#### 2.2.1.4 Conversores quadráticos

Conversores quadráticos são conversores conectados em cascata, que operam com apenas uma única chave, implementados para atingir elevado ganho de tensão. São assim designados porque a relação entre a tensão de saída com a de entrada é uma função quadrática.

Existem vários tipos de conversores quadráticos, incluindo o conversor *Buck*, *Boost* e o conversor *Buck-boost*. Cada um desses tipos de conversores quadráticos tem uma topologia de circuito diferente, mas todos operam com base no mesmo princípio básico de chaveamento.

Dentro desta categoria de conversores, pode dar-se como exemplo o conversor *Boost* quadráticos visto na Figura 2.8, que resulta de dois *Boost* simples em cascata com a eliminação de uma chave ativa (KADRI et al., 2010).

Figura 2.8 – Conversor *Boost* quadrático.



Fonte: Adaptado de (ANDRADE; MARTINS, 2017).

O ganho do conversor é dado pela equação 2.7.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)^2}. \quad (2.7)$$

Embora este conversor consiga atingir alto ganho, o que o torna interessante para determinadas aplicações dos quais esse seja o maior objetivo a ser alcançado. Este conversor também apresenta considerável desvantagem do ponto de vista de alto estresse de corrente e tensão nos componentes, como por exemplo a chave (MAKSIMOVIC; CUK, 1991).

Por tanto, soluções híbridas que combinam *Boost* intercalado com conversor de capacitor chaveado, conhecidos também como *Boost* de razão cíclica estendida (EDR) que atenuam essa problemática exposta no parágrafo anterior, são apresentadas e discutidas em (JANG; JOVANOVIC, 2007; ROY; AYYANAR, 2017).

## 2.2.2 Configuração Aditiva

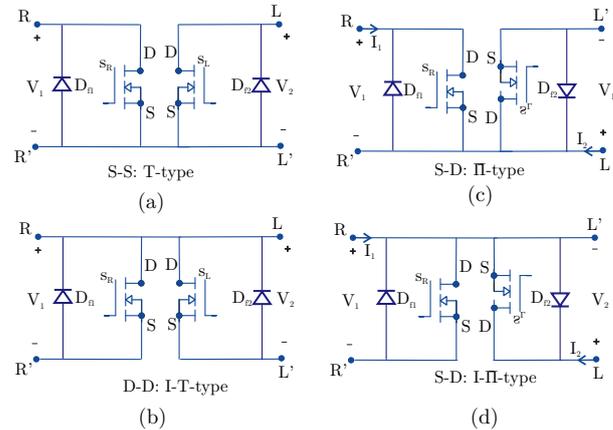
### 2.2.2.1 Integração de conversores estáticos

A estratégia de integrar conversores de potência foi amplamente discutido e apresentado na década de noventa, por pesquisadores como (REDL; BALOGH; SOKAL, 1994; QIAN; ZHAO; LEE, 1998; WU; CHEN, 1999).

Dentre estes autores, Wu e Yu (1998) publicou um artigo que trata de uma proposta de integração de conversores distintos conhecido como *graft scheme*, dos quais consiste em afirmar que dois conversores podem ser integrados caso seus dispositivos de comutação possuam no mínimo um ponto em comum.

De acordo com a proposta, se dois conversores são conectados em cascata por exemplo, surgem quatro possibilidades de conexão entre as chaves, como pode ser verificado na Figura 2.9 (WU; CHEN, 1999; GONÇALVES, 2022).

Figura 2.9 – Os quatro tipos de possibilidades de ligação entre duas chaves com um nó comum. (a) Tipo T. (b) Tipo T invertido. (c) Tipo  $\Pi$ . (d) Tipo  $\Pi$  invertido



Fonte: Adaptado de (WU; YU, 1998).

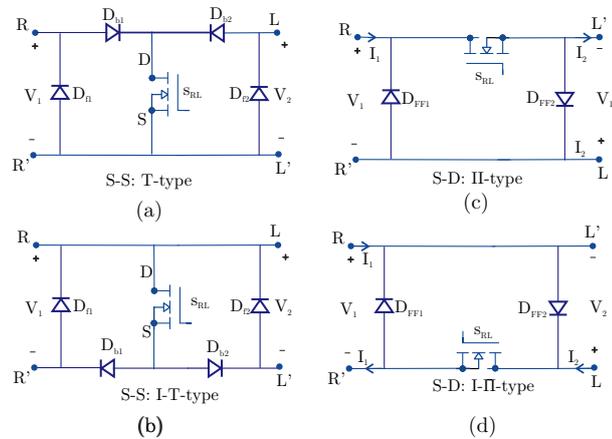
- T, quando o *source* das chaves estão conectados em um mesmo ponto (S-S).
- I-T (Inverted T), quando o dreno dos interruptores são ligados em um mesmo ponto comum (D-D).
- $\Pi$ , quando a primeira célula tem o *source* do interruptor ligado no ponto comum e a segunda célula tem o dreno do interruptor no ponto comum (S-D).
- I- $\Pi$  (Inverted  $\Pi$ ), quando a primeira célula tem o dreno do interruptor ligado no ponto comum e a segunda célula tem o *source* do interruptor no ponto comum (D-S).

A Figura 2.9 ilustra de forma simples o conceito já discutido, sobre as quatro possibilidades de ligação de dois interruptores de dois conversores com um ponto comum. Para garantir uma única direção no sentido da correntes, os diodos  $D_{f1}$  e  $D_{f2}$  são introduzidos.

Porta tanto, a partir do conceito apresentado por Wu e Yu (1998), agrupar dois dispositivos de comutação, ou seja, duas chaves para gerar uma única. Garantir que uma única chave síncrona opere cada célula de modo independente. As imagens expostas na Figura 2.10, mostram o resultado da combinação de duas chaves controladas.

Pelo que se percebe da Figura 2.10(a), resulta da combinação entre as duas chaves da Figura 2.9(a) e a Figura 2.10(b) trata do resultado da combinação entre as chaves da Figura 2.9(b), e assim procedi para as demais Figuras. Em Maksimovic e Cuk (1991) é possível observar esse tipo de topologia quadrática.

Figura 2.10 – Tipos de chaves síncronas fundamentais. (a) Tipo T(SS). (b) Tipo T invertido (D-D). (c) Tipo  $\Pi$ . (d) Tipo  $\Pi$  invertido.



Fonte: Adaptado de (WU; YU, 1998).

Traves desta abordagem varias combinações são produzidas a fim de permitir o desenvolvimento de uma nova topologias de conversores de apenas uma chave, como por exemplo o desenvolvimento de conversores integrados sem a presença de indutores acoplado, que são obtidos através de topologias mais tradicionais como o caso do *Buck-boost* que é o resultado da integração entres os conversores *Buck* mais o *Boost*, bem com o conversor *zeta* que resulta da união entre o buck mais o *Buck-boost* (WU; YU, 1998).

Já nos caso dos conversores integrados que utilizam de indutores acoplados como visto em Maksimovic e Cuk (1991), estes apresentam a vantagem de ter uma relação de espira que os permitir alcançar elevado ganho com baixo valor de razão cíclica.

### 2.2.2.2 Conversores diferenciais

De acordo com Salvador et al. (2021), conversores diferenciais são conversores cuja conexão ocorre de tal modo a se atingir uma saída bipolar por intermédio de uma fonte unipolar, ou seja, dois conversores são conectados de forma que a tensão de saída resulta na soma de ambos, considerando uma entrada única.

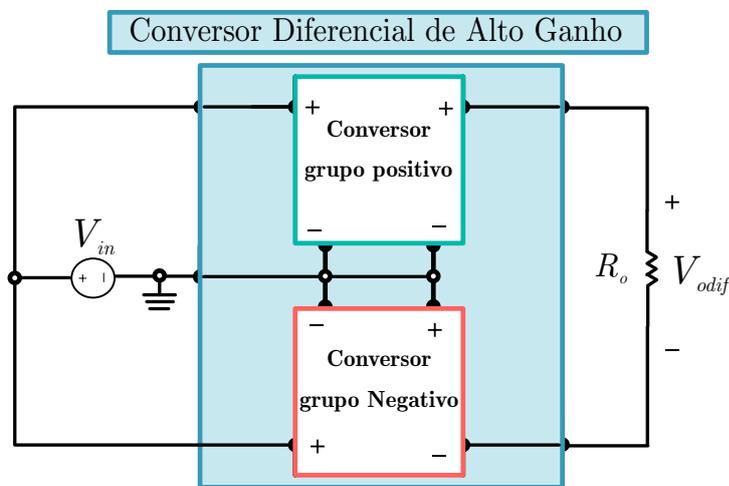
Segundo Andrade et al. (2020), Salvador et al. (2021), certas caraterísticas são importantes a serem consideradas para que conversores CC-CC de alto ganho diferencial sejam gerados. Conforme a polaridade da tensão de saída, este devem ser classificados em dois grupos.

1. Conversores do grupo positivo: Fazem parte desta categoria, todas aquelas topologias em que a polaridade do sinal de entrada, é igual a da saída. Por exemplo: conversores *Buck*, *Boost*, *Sepic*, *Zeta* e etc.

2. Conversores do grupo negativo: Fazem parte desta categoria, todas aquelas topologias em que a polaridade do sinal de entrada, não coincide com a polaridade de saída. Por exemplo: conversores *Buck-boost*, *Ćuk*, etc.

O acoplamento diferencial de conversores pode ser feito através de conversores do mesmo grupo (positivo com positivo, ou negativo com negativo) como mostrado em Andrade et al. (2020), ou por meio de grupos opostos (positivo com negativo) como apresentado em (SALVADOR et al., 2021). A Figura 2.11 apresenta um exemplo sintetizado de como esta configuração ocorre.

Figura 2.11 – Representação sintetizada da conexão diferencial entre conversores básicos



Fonte: Adaptado de (SALVADOR et al., 2021).

A proposta de (SALVADOR et al., 2021), consiste em definir uma metodologia para desenvolvimento de topologias de conversores CC-CC diferenciais de alto ganho (HGDC), através de conversores clássicos, como por exemplo: *Boost* com o *Buck-boost*, *Boost* com o *Ćuk*, ou mesmo *Sepic* com *Buck-boost*, etc. A Figura 2.12 ilustra algumas destas derivações.

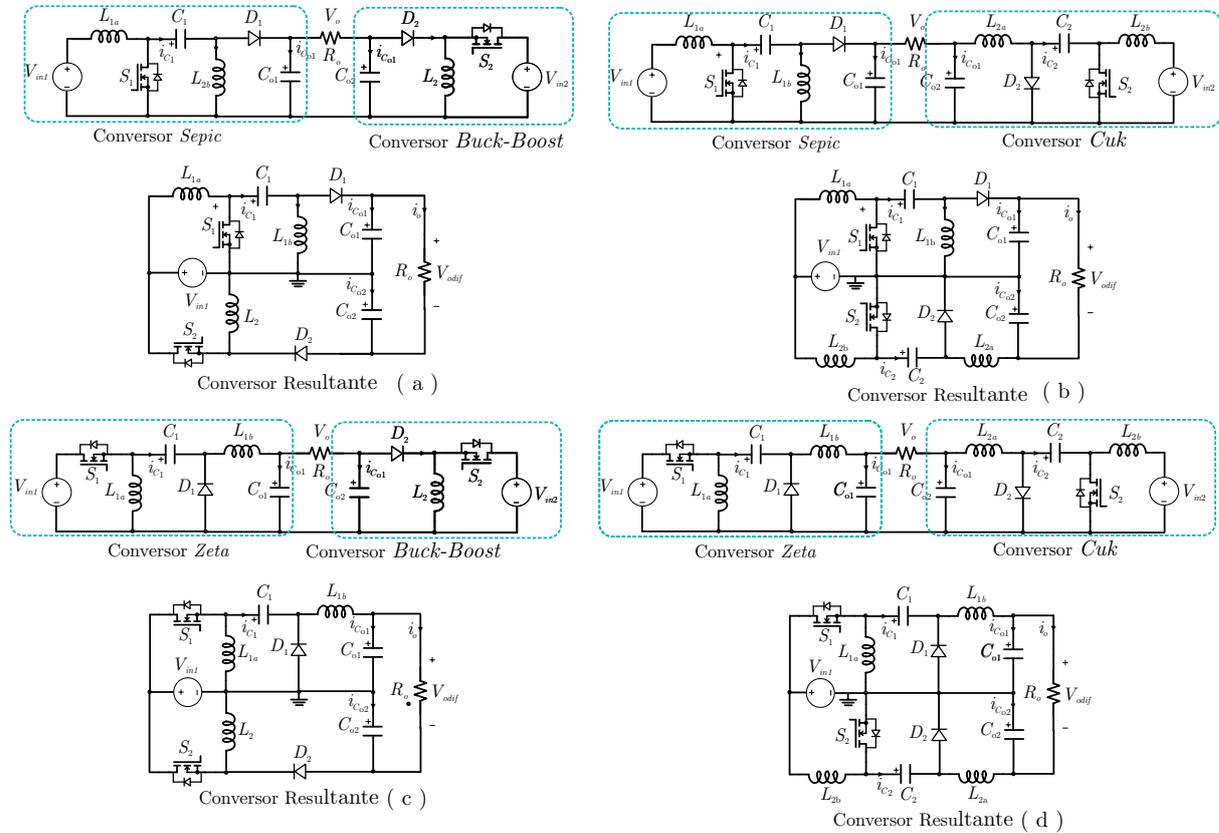
### 2.2.2.3 Conversores modulares

Modularização de conversores consiste em conectar as entradas e as saídas de dois ou mais módulos/conversores iguais. Estas conexões podem ser em série ou em paralelo.

Os conversores CC-CC modulares surgem como uma das alternativas interessantes para aplicações de média e alta tensão de acordo com os trabalhos de (WEINBERG; SCHREUDERS, 1986; MANIAS; KOSTAKIS, 1993).

Segundo Giri, Ayyanar e Ledezma (2004), Vorperian (2007), estabelecer uma abordagem/construção modular de conversores garante algumas vantagens como:

Figura 2.12 – Derivação e estágios topológicos de conversores diferenciais de alto ganho baseados em conversores *up/down* clássicos. (a) HGDC-1: conversores Sepic/Buck-boost. (b) HGDC-2: conversores Sepic/Ćuk. (c) HGDC-3: Conversores Zeta/Buck-boost. (d) HGDC-4: Conversores Zeta/Ćuk



Fonte: Adaptado de (SALVADOR et al., 2021).

- Possibilidade de redundância - Em caso de falha em um dos módulos, existe a possibilidade de transferir de forma simples para os demais módulos, a potência processada, ou seja, maior confiabilidade.
- Simplicidade de projeto - topologias tradicionais e padronizadas de conversores podem ser adotadas na conexão;
- Expansível - possibilidade de expandir a faixa de tensão ou corrente conectando um maior número de módulos (mínima alteração de leiaute).
- Padronização de componentes: garante a redução de custo e tempo de fabrico.
- Bom rendimento e densidade de potência - capacidade de processar potências elevadas em alta-frequência utilizando componentes disponíveis comercialmente.

Em uma conexão paralela, o balanceamento de energia garante a distribuição de corrente entre os módulos. Sendo que em uma ligação série, o equilíbrio é assegurado pela partilha de tensão adequada entre os módulos (PAGLIOSA, 2018).

Na literatura é possível deparasse com dois métodos alternativos para garantir uma distribuição adequada de corrente e tensão: por mecanismo de equilíbrio natural ou com implemento de malha de controle (PAGLIOSA, 2018). O primeiro consiste na habilidade do conversor de balancear os recursos como tensões e correntes dos módulos, e funcionar com apenas um sinal de controle em todas elementos de comutação. Já o outro consiste na implementação de malhas de controle, ou controladores a fim de garantir a estabilidade do sistema, como em (MANIAS; KOSTAKIS, 1993).

Um aspecto importante, é que o autocontrole não ocorre em qualquer topologia e também poderá depender do modo de condução da estrutura pelo que o seu emprego exige uma prévia avaliação antes de implementado como mecanismo de equalização da potência entre os módulos.

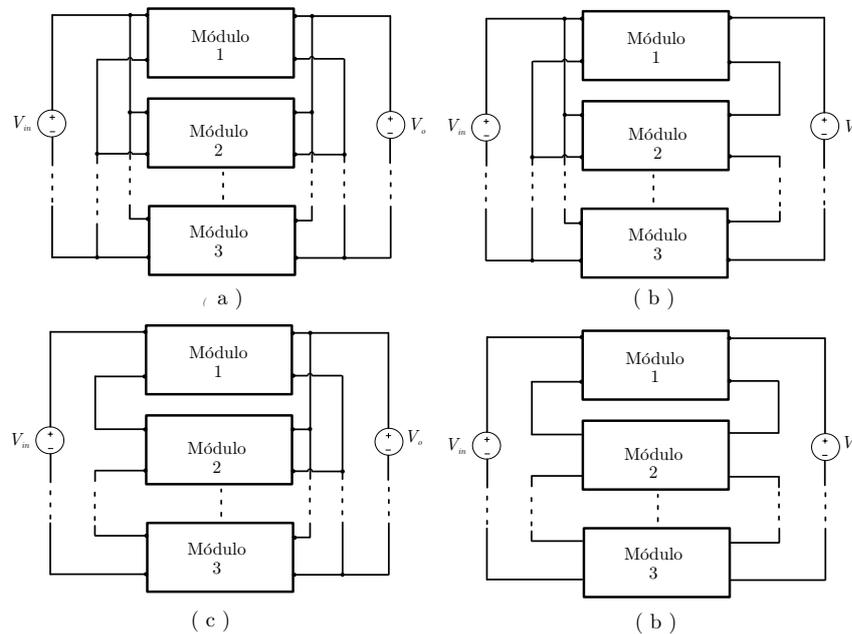
Existem quatro possibilidades de combinações em termos de conexão destes módulos, a destacar:

1. **Conexão entrada paralelo, saída paralelo (PIPO - *input parallel, output parallel*)** : Este tipo de configuração se demonstra pertinente em aplicações que se requer baixa tensão e corrente elevada tanto na entrada quanto na saída do conversor, por ambos estarem paralelo (LUO et al., 1999).
2. **Conexão entrada paralelo, saída série (PISO - *input parallel, output series*)**: a conexão é indicada para aplicações que requerem a elevação de tensão como aparelhos de raio-x, células a combustível, sistemas fotovoltaicos, aplicações espaciais como em (WEINBERG; SCHREUDERS, 1986; MANIAS; KOSTAKIS, 1993; LIAN; HOLLIDAY; FINNEY, 2015).
3. **Conexão entrada série, saída paralelo (SIPO - *input series, output parallel*)**: a transformação de média tensão para baixa tensão pode ser realizada com a conexão entrada série, saída paralelo (SIPO), esta configuração tem sido estudada recentemente com maior atenção, em conversores para aplicação de trens de alta velocidade e outras (KIM; YON; CHO, 2001; GIRI; AYYANAR; MOHAN, 2003; GIRI; AYYANAR; LEDEZMA, 2004) .
4. **Conexão entrada série, saída série (SISO - *input series, output series*)**: quando se deseja tensões relativamente altas, tanto na entrada quanto na saída, a conexão SISO é a mais adequada pela divisão dos esforços de tensão nos componentes (GIRI; AYYANAR; LEDEZMA, 2004; WEI et al., 2016).

Na Figura 2.13, é possível observar um esquema genérico dos tipos de combinação de conversores modulares discutidos até aqui.

Sendo assim, neste trabalho usa-se a configuração (PISO) devido a sua boa característica para aplicações em sistemas fotovoltaicos, por permitir operar com uma alta corrente de entrada e baixa tensão, e na saída uma alta tensão e baixa corrente.

Figura 2.13 – Conexões dos conversores modulares: a) Conexão PIPO; b) Conexão PISO; c) Conexão SIPO; d) Conexão SISO.



Fonte: Adaptado de (PAGLIOSA, 2018).

#### 2.2.2.4 Conversores Multi-níveis (três níveis)

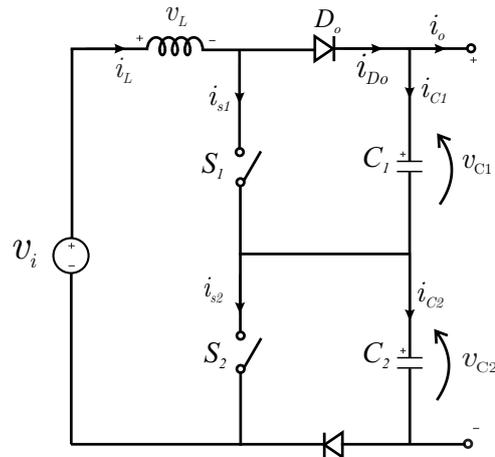
Nos últimos anos o sector industrial e acadêmico tem prestado uma especial atenção em conversores multiníveis para aplicações onde requer alta potência. Estes conversores na sua versão CC-CC, permitem a eliminação ou redução de elementos magnéticos, o que ajuda a garantir vantagens como: a) redução de custo, b) Peso e tamanho de conversor (ZHANG; PENG; QIAN, 2004; FOROUZESH et al., 2016).

Outras vantagens destes conversores consistem em garantir, baixo nível de harmônicos, redução do estresse de tensão. Sendo que a grande maioria das aplicações encontram-se centrada em conversores CA-CC e CC-CA de alta potência, porém em Zhang, Peng e Qian (2004), é possível deparar-se com vários conversores CC-CC multinível, que podem ser usados em aplicações automotivas, assim como de alta potência respectivamente.

Dentro deste tópico encontram-se os conversores de três níveis mostrado na Figura 2.14. Estes fazem o uso de células com duas chaves que garantem a redução dos esforços de tensão nas chaves, isso quando comparado a outras topologias convencionais e quadráticas.

No entanto, os conversores CC-CC multiníveis sofrem de mais problemas de balanceamento do que os conversores CA-CC ou CC-CA. Devido à tensão de saída CC assimétrica, menos estados de comutação redundantes estão disponíveis em conversores multiníveis CC-CC. Além disso, seja um semicondutor ou um componente passivo, pois as diferenças nas características de cada componente individual causam desequilíbrio

Figura 2.14 – Conversor boost de 3 níveis (Multi-nível)



Fonte: Adaptado de (PAGLIOSA, 2018).

de tensão. Na maioria dos casos, uma estratégia de controle de equilíbrio é necessária para equilibrar a tensão do capacitor, o que requer estados de comutação redundantes suficientes. Infelizmente, no entanto, nem todas as estruturas multiníveis têm estados de comutação suficientes, o que significa que algumas delas não podem ser usadas para aplicações CC-CC.

Algumas discussões a respeito destes conversores CC-CC multiníveis com capacitor chaveado, análise aprimorada e problemas de projetos, podem ser visto em (NGO; WEBSTER, 1992; FRANCOIS; HAUTIER, 2002).

### 2.2.3 Circuitos especiais

#### 2.2.3.1 Capacitores e indutores chaveados

De acordo com Ngo e Webster (1992), em sistemas de energia, um circuito, ou conversor CC-CC capacitor chaveado é um circuito que usa geralmente interruptores, capacitores e semicondutores para converter ou inverter valores de tensões CC, realizar a transferência direta de energia entre capacitores.

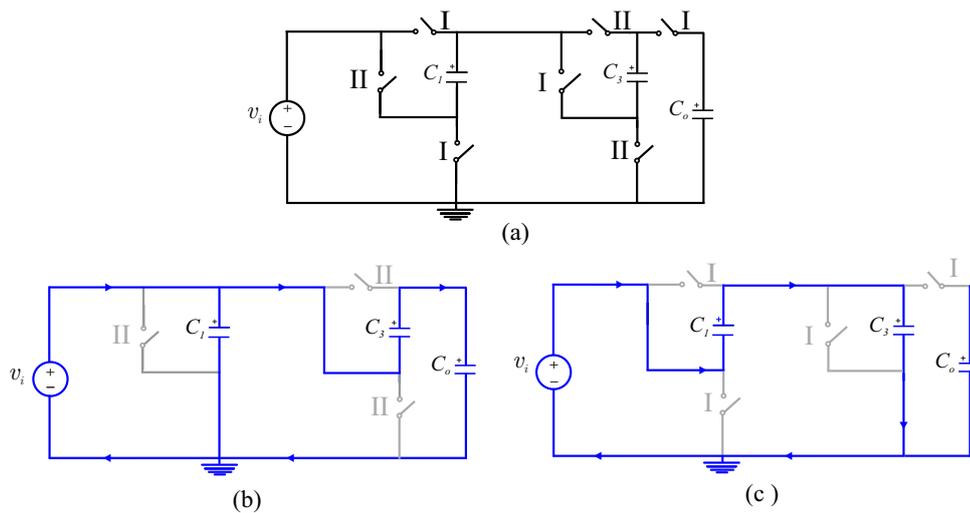
Portanto, os capacitores são conectados em paralelo e em série, com objetivo de realizar o carregamento ou descarregamento. Neste sentido, semicondutores são acionados numa primeira etapa a fim de permitir o carregamento de um ou mais capacitores, após o carregamento, em outra etapa de tempo, outros semicondutores são acionados e a energia de um capacitor ou mais é transferida a posterior, ou seja, outro. Sendo que a energia que alimenta a carga advém do capacitor cuja tensão disponível é maior que o da entrada.

São topologias que despertam maior atenção em conversão de baixa potência e não demandam do uso de elementos magnéticos, são de tamanhos pequenos, leves e têm menos desafio no controle se comparado a topologias de magnéticos chaveados. Apresentam um desempenho melhor quando comparados aos reguladores lineares (UMENO et al., 1990; NGO; WEBSTER, 1992; IOINOVICI, 2001).

Dependendo da forma como a estrutura é arranjada, podem ser formados diferentes tipos de capacitores chaveados como por exemplo: Cockcroft-Walton Dickson (1932), Dickson Dickson (1976), *Fibonacci*, Dobrador, *Ladder*, Série-Paralelo, capacitores flutuantes multinível, e etc Wong, Mak e Ioinovici (1993), Mak, Wong e Ioinovici (1995), Peng, F. e Qian (2003), Li et al. (2017).

Através da Figura 2.15, é possível observar uma topologia de conversor capacitor chaveado nomeadamente makowski/fibonacci, dos quais as etapas de comutação de cada chave encontra-se inumerado na respectiva Figura 2.15.

Figura 2.15 – Capacitor chaveado



Fonte: Adaptado de (FOROUZESH et al., 2016).

Alguns exemplos práticos destes conversores são: ICL7660, LT1054/LT1054L que encontra-se disponíveis em (LINEAR TECHNOLOGY, 1988; TEXAS INSTRUMENTS, 1990; RENESAS ELECTRONICS CORPORATION, 1994).

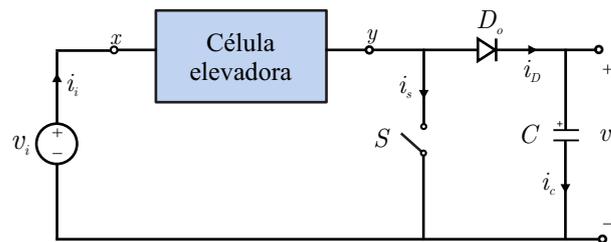
Segundo Li et al. (2017) uma das principais desvantagens dos conversores de capacitores chaveados consiste nas perdas de chaveamento e no estresse de corrente nos interruptores. Outra característica deste circuito que introduz queda na eficiência tem haver com a resistência parasita dos semicondutores que limita a corrente.

Em Cho et al. (1991), é possível observar uma aplicação de circuitos ligados a redes neurais baseado na técnica de capacitor chaveado. Já em Darwish e Mehta (1990) é proposto uma nova família de circuitos de capacitores chaveados que podem ser útil para uma gama de aplicações.

Já os indutores chaveados são células que podem ser incorporadas aos conversores CC-CC tradicionais sem transformador, como *boost*, *sepic*, *cúk*, *zeta*, com intuito de melhorar as habilidades dos mesmo, ajudando a promover um alto ganho de tensão.

Estas células são amplamente acopladas em conversores CC-CC elevadores como o caso do *boost* da Figura 2.16, do qual é possível observar o respectivo espaço onde estas células de indutor chaveado podem ser enquadradas. Esta incorporação é feita substituindo o indutor de entrada por essas células vista em 2.17 (RAHIM et al., 2012).

Figura 2.16 – Conversor com célula indutor chaveado

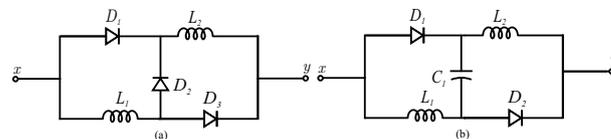


Fonte: Adaptado de (FOROUZESH et al., 2016).

Fora estas células de indutor chaveado vistas nas Figura 2.17, existem outras disponíveis na literatura, como apresentado no trabalho Forouzesh et al. (2016), que ajudam as topologias simples a alcançar alto ganho.

Segundo Andrade e Martins (2020) no caso da célula SI, este conceito consiste em promover a magnetização dos dois indutores  $L_1$  e  $L_2$ , que encontram-se em paralelo com uma tensão CC, que geralmente trata-se da tensão de entrada. Isto permite que a tensão de saída do conversor aumente quando apenas o diodo  $D_2$  da célula esteja conduzindo, e os demais bloqueados, o que coloca os indutores em série (etapa de desmagnetização).

Figura 2.17 – Células elevadoras de tensão.(a) Célula com indutor chaveado SI (b) Célula SISL (charge pump).



Fonte: Adaptado de (ANDRADE et al., 2020).

Algumas aplicações desta célula SI em conversores CC-CC de indutor chaveado voltados a sistemas de energia renováveis propriamente em sistemas fotovoltaico podem ser vistas em (RAHIM et al., 2012; RAHIM; ALI; KAMEL, 2018).

### 2.2.4 Multiplicador de Tensão

Segundo (LIN; CHUA, 1977) os multiplicadores de tensão consistem em uma estratégia para permitir um ganho de tensão sem recorrer ao uso de elemento como transformador. Esta técnica também configura-se no uso de células simples como a célula dobrador de tensão *greinacher*, acoplado a conversores tradicionais.

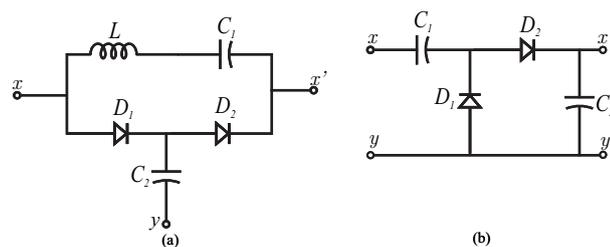
Em Andrade e Martins (2020), diferente de outras aplicações é apresentado o uso destas células em conversores que usam transformador, permitindo assim um ganho de tensão ainda maior.

No caso do trabalho de Lin e Chua (1977) é apresentada uma abordagem unificada para desenvolvimento de novas estruturas de circuitos multiplicadores de tensão de N vezes, com N capacitores e diodos, através de um algoritmo. E também é apresentado alguns circuitos básicos.

Segundo Prudente et al. (2008), Schmitz, Martins e Coelho (2016), estas células também são implementadas em conversores CC-CC do tipo boost, a fim de garantir um ganho a tensão de saída, no intuito de mitigar o efeito causada pelo extremo uso da razão cíclica desse conversor.

Estas células são normalmente constituídas de elementos básicos como diodos e capacitores, e do ponto de vista de estrutura podem ser divididas em duas, nomeadamente 1) célula multiplicadora de tensão Figura 2.18 (a) e 2) Retificadores multiplicadores de tensão Figura 2.18 (b) (FOROUZESH et al., 2016).

Figura 2.18 – Célula multiplicadora de tensão. (a) Célula multiplicadora de três saídas. (b) Célula multiplicadora de quatro saídas. SISL (charge pump).

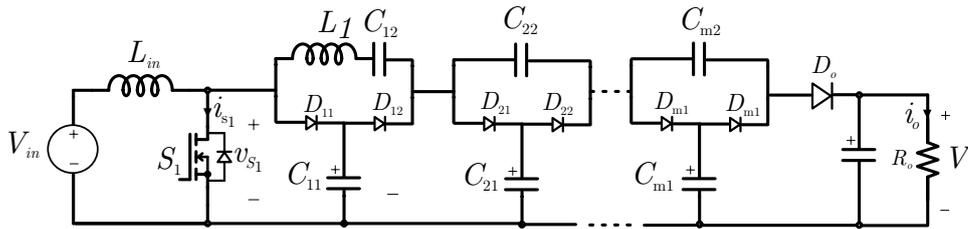


Fonte: Adaptado de (ANDRADE et al., 2020).

Caso se pretenda alcançar ganho de tensão ainda maior é possível adicionar varias célula multiplicadoras em um único conversor, como se pode verificar no conversor *boost* da Figura 2.19. Cada célula aumenta o ganho do conversor ao fator de  $M + 1$  onde  $M$  é a quantidade de células multiplicadoras, sendo que o máximo esforço de tensão sobre o interruptor é  $M + 1$ , inferior a de saída (PRUDENTE et al., 2008).

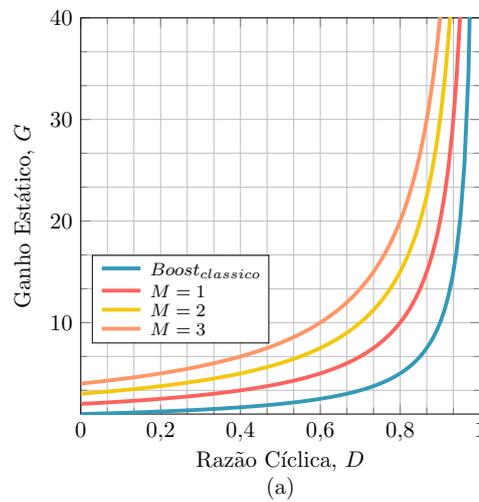
A Figura 2.20, mostra a curva do ganho do conversor em função da razão cíclica, para diferentes números de células.

Figura 2.19 – Boost com M células multiplicadora de tensão.



Fonte: Adaptado de (PRUDENTE et al., 2008).

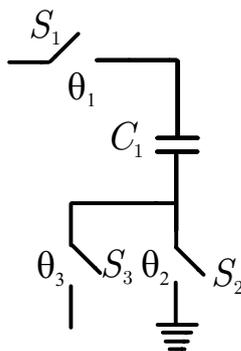
Figura 2.20 – Curva de ganho em função da razão cíclica (Boost com M células).



Fonte: Adaptado de (PRUDENTE et al., 2008).

Outra célula multiplicadora de tensão bastante utilizada em aplicações de circuitos integrados de baixa potência onde se deseja estabelecer um alto ganho é a célula *Dickson* visto na Figura 2.21, que recebe este nome devido ao seu criador Jonh Dickson (DICKSON, 1976).

Figura 2.21 – Célula *Dickson*.



Fonte: Adaptado de (PRUDENTE et al., 2008).

Esta célula observada na Figura 2.21 que é a célula dobradora de tensão incorporada no conversor proposto nesta dissertação, é composta basicamente por elementos simples como chave e capacitor, no entanto esta também pode ser usada com diodo similar à célula *Cockcroft-Walton*.

Em muitos casos, esta técnica de multiplicadores de tensão são acoplados a outras, com o objetivo de aumentar o ganho estático do conversor. Porém em variados casos, demanda-se do uso de vários estágios para alcançar o ganho desejado, pelo que a depender da aplicação poderá ser inviável devido ao crescente número de componentes, tamanho etc, o que pode afetar diretamente a eficiência do conversor. (SCHMITZ; MARTINS; COELHO, 2016).

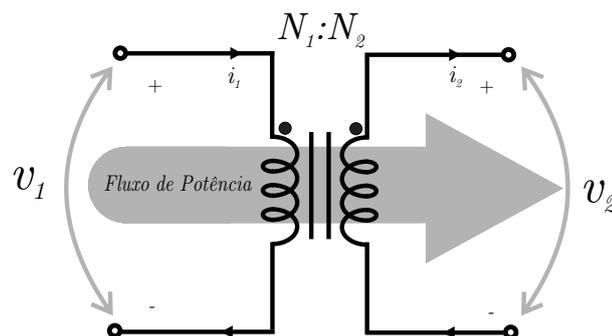
### 2.2.5 Acoplamento Magnético

O conceito consiste na utilização de equipamentos baseados em matérias magnéticos, como transformador e indutor acoplado, com objetivo de estabelecer um ganho ou redução de tensão, através da relação de transformação presente nestes equipamentos.

Devido as semelhanças, em muitas situações os transformadores podem ser confundidos com os indutores acoplados, porém, existem algumas diferenças entre ambos.

No caso os transformadores cujo modelo é visto na Figura 2.22 são equipamentos que também utilizam acoplamento magnético para transferência de energia sem a necessidade de contato físico direto. Consiste em dois enrolamentos de fios, chamados de lados primário e secundário que são incorporados a um núcleo de ferro (WITULSKI, 1995).

Figura 2.22 – Modelo de transformador ideal .



Fonte: Própria.

Se uma corrente elétrica é projetada no primário de um transformador, um campo magnético surge no núcleo, esse campo induz uma corrente elétrica no enrolamento do secundário, permitindo assim a transferência de energia de um ponto ao outro. Algumas características do transformador são: a) Ganho depende somente da relação de espiras vista na equação 2.8, b) indutância de magnetização finita, c) Corrente média nula.

$$N = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_{N2}}{V_{N1}} = \frac{I_{N1}}{I_{N2}}. \quad (2.8)$$

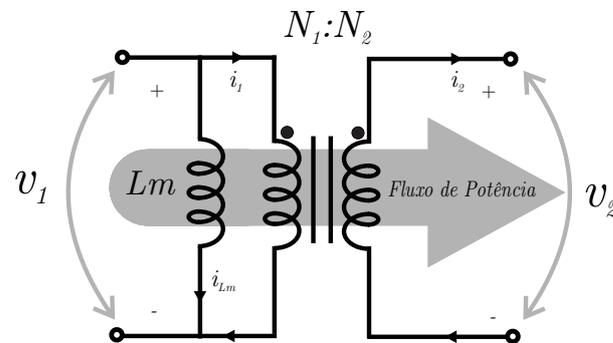
A relação de transformação pode ser calculada através das correntes e das tensões nos enrolamentos, como verificado na Equação 2.8 disponível no paragrafo anterior.

Já o indutor acoplado, que pode ser visto em Kantak (1990), Witulski (1995), é um dispositivo que combina dois ou mais indutores conectados por um fluxo magnético. Se uma corrente elétrica flui por um dos indutores, esta cria um campo magnético que é transferido aos demais, induzindo assim uma corrente elétrica aos outros. O nível de acoplamento entre os indutores pode ser ajustado através da aproximação dos mesmo e pelo numero de espira compartilhado.

No indutor acoplado, a energia armazenada no campo magnético é transferida de um enrolamento para o outro.

O indutor acoplado apresenta algumas características como: a) ganho depende somente da relação de espiras, b) indutância de magnetização finita, c) corrente média zero. A Figura 2.23, ilustra um exemplo de um modelo de indutor acoplado cuja a equação pode ser vista em 2.9.

Figura 2.23 – Modelo de indutor acoplado ideal.



Fonte: Própria.

$$N = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_{N2}}{V_{N1}}. \quad (2.9)$$

Devido a "ausência" da indutância de magnetização  $L_m = 0$  no transformador ideal, toda energia disponível na entrada do transformador é transferida para a saída. Diferente do indutor acoplado cujo parte da energia da entrada fica na indutância de magnetização  $L_m$ .

Sendo assim, a principal diferença entre ambos consiste na proposta, um transformador se propõe em transferir toda energia disponível na entrada sem armazenar, já o indutor acoplado armazena a energia para posterior transferência para a saída.

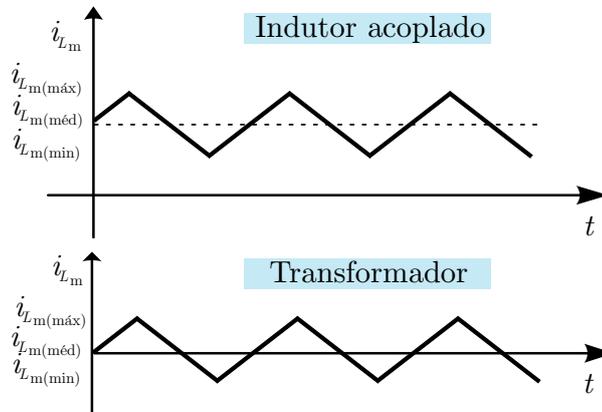
Um transformador confere a um circuito a isolamento galvânica, ganho de tensão e corrente, iguala a impedância entre o primário e secundário, etc (MYRZIK; CALAIS, 2003; GUAN et al., 2021).

Em Zhu e Li (2023) é possível encontrar uma solução envolvendo indutor acoplado adaptativo (auto-ajuste do coeficiente de acoplamento) para reguladores de tensão multifásico. No artigo, um conversor buck de quatro fases com a estrutura de indutor proposta é usado.

Em outras ocasiões também são utilizados conceitos de indutor acoplado na companhia de outras técnicas já discutidas em tópicos anteriores, como indutor chaveado e capacitor chaveado, com objetivo de desenvolver soluções topológicas atraentes do ponto de vista de ganho, como visto em (KUMAR et al., 2019).

De acordo com o apresentado e segundo Romitti et al. (2020), o elemento magnético de isolamento de conversor pode ser um transformador ou também um indutor acoplado. Para ilustrar e permitir uma melhor compreensão da diferença entre um transformador e um indutor acoplado a Figura 2.24 desta o comparativo das correntes na indutância de magnetização  $L_m$ , para ambos dispositivos.

Figura 2.24 – Comparativo da corrente na indutância de magnetização do indutor acoplado e do transformador.



Fonte: Adaptado de (WITULSKI, 1995).

No caso do conversor *sepic* isolado, existe um nível de corrente contínua em  $L_m$ , o que demonstra um nível contínuo de fluxo e assim, um armazenamento de energia que representa o funcionamento do elemento magnético como indutor acoplado ao invés de transformador conforme é discutido em (WITULSKI, 1995; ROMITTI et al., 2020). Sendo assim, a topologia proposta nesta dissertação faz o uso de um indutor acoplado.

### 2.2.6 Conclusões do Capítulo 2

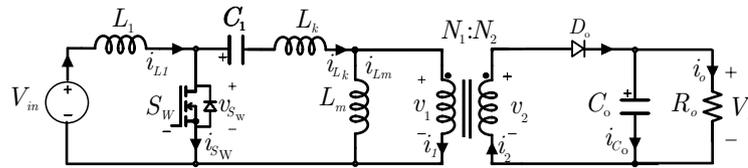
Este capítulo consistiu em avaliar algumas das principais técnicas usadas em eletrônica de potência para sintetizar alto ganho de tensão, abordou conceitos envolvendo circuitos especiais, capacitor chaveado, células de alto ganho, estratégia de integração de conversores de potência, conversores modulares, multiplicadores de tensão, acoplamento magnético. Desta análise e a apresentação das técnicas que oferecem base para compreensão dos conceitos referentes a acoplamento magnético e célula de alto ganho usadas no conversor *sepic* proposto nesta dissertação, é escolhido para ser usado o indutor acoplador, pois através da sua relação de transformação é possível aumentar o ganho com baixa razão cíclica e com as células na saída é possível multiplicar a tensão de saída do circuito magnético.

### 3 Análise Estática do Conversor *sepic* isolado com célula dobradora de tensão

O conversor *sepic*, disposto nesta dissertação, e visto na Figura 3.2 foi originalmente, proposto por Massey e Snyder (1977), como substituto do *Push-Pull*, com interesse de trazer maior eficiência em acionamento de carga com maior tensão e elevada capacitância parasita. Com o passar do tempo outras derivações baseado no mesmo foram surgindo para diversas aplicações como visto em (IKEDA et al., 2016; EWERLING; LAZZARIN; FONT, 2020; MAREY et al., 2022).

Portanto, a topologia proposta nesta dissertação surge da união entre dois conversores *sepic* convencionais modelo isolado conforme visto na Figura 3.1, dos quais dá-se destaque a indutância de dispersão  $L_K$  do indutor acoplado, apesar de que esta seja baixa.

Figura 3.1 – Conversor *sepic* convencional (modelo isolado)



Fonte: Autor.

Como observado a topologia da Figura 3.1, tem na sua estrutura um indutor acoplado, que permite aumentar o ganho de tensão com baixa razão cíclica através da relação de transformação, e também estabelecer a isolação galvânica como em (MIDDLEBROOK; ČUK, 1978; ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001; MYRZIK; CALAIS, 2003; GUAN et al., 2021).

Para Andres et al. (2019), a versão isolada do *sepic* possui um valor CC na corrente da indutância de magnetização  $L_m$  o que indica a presença de um fluxo contínuo e consequente armazenamento de energia em  $L_m$ , o que demonstra o uso de um indutor acoplado e não um transformador como discutido em (WITULSKI, 1995).

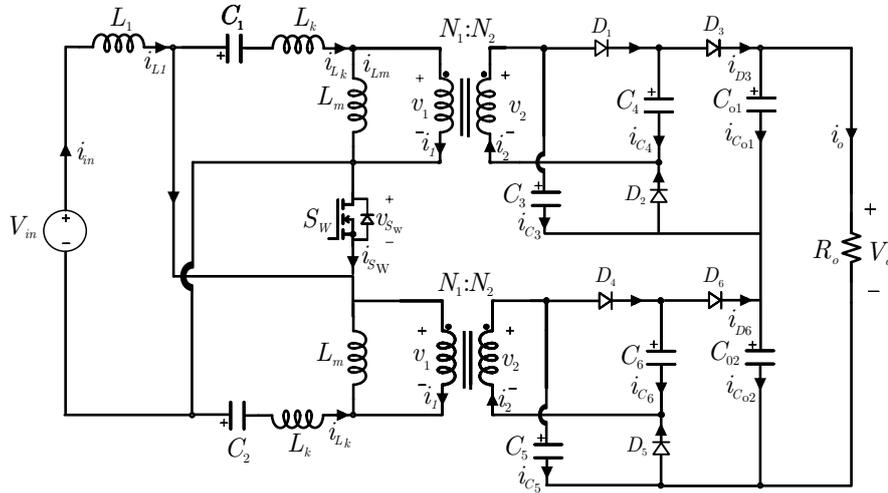
Para se alcançar o conversor *sepic* proposto nesta dissertação utilizou-se três principais técnicas no *sepic* base destacadas no capítulo 2, nomeadamente conversores modulares (configuração PISO) seção 2.2.2.3, Multiplicadores de tensão (célula *Dickson*) seção 2.2.4, e acoplamento magnético (indutor acoplado) seção 2.2.5.

#### 3.1 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR

Inicialmente o conversor proposto, foi apresentado conforme a Figura 3.2. Sendo este, constituído por uma fonte CC, representado pela tensão de entrada  $V_{in}$ , indutância

$L_1$  indutância de magnetização  $L_m$  e indutância de dispersão  $L_k$ , uma chave principal  $S_W$ , diodos de saída  $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5$  e  $D_6$ , capacitores de entrada  $C_1, C_2$ , bem como os de saída  $C_3, C_4, C_{o1}, C_{o2}$  e uma resistência de carga  $R_o$ .

Figura 3.2 – Conversor *sepic* proposto



Fonte: Autor.

## 3.2 PRINCÍPIOS DE OPERAÇÃO

Este conversor apresenta três etapas de operação ao longo de um período de comutação,  $T_s$ . Considerando que o conversor opera em regime permanente e no modo de condução contínua de corrente (CCM). A chave  $S_W$  opera de acordo com a modulação empregada. Inicialmente a chave  $S_W$  encontra-se conduzindo e os capacitores de saída  $C_{o1}$  e  $C_{o2}$  encontram-se suficientemente carregados.

### 3.2.1 Primeira etapa

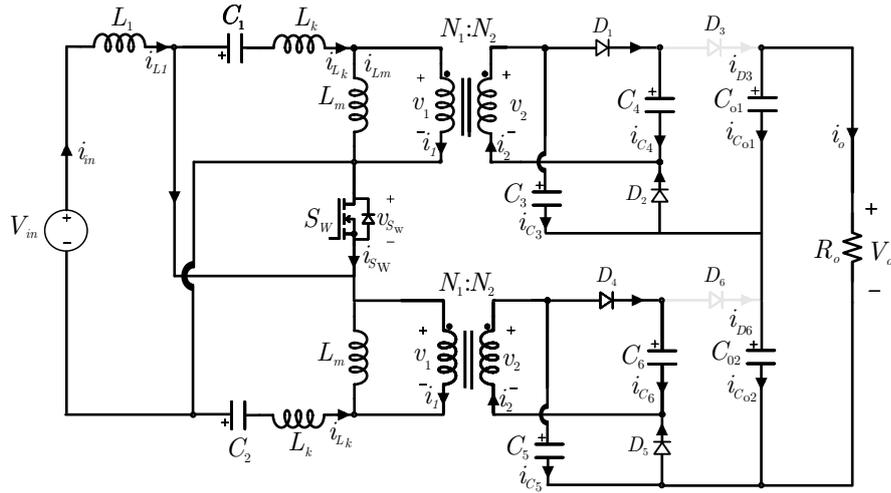
Levando em conta que o conversor funciona em modo de condução contínua (CCM), sendo que o mesmo opera em três etapas de maior destaque, dos quais a primeira etapa ocorre no intervalo de tempo que vai de 0 até  $t_1$ , chamado de  $\Delta t_1$ , o segundo de  $\Delta t_1 - t_2$ ,  $\Delta t_2$  e terceiro e último de  $t_2 - T_s$  conhecido como  $\Delta t_3$ , tudo isso resulta em um período de comutação. A Figura 3.3, ilustrado o esquema de operação do conversor na primeira etapa, o intervalo de duração de cada uma dessas etapas é definido pela modulação de

forma que  $\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = T_s$ .

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = DT_s, \quad (3.1)$$

$$\Delta t_3 = (1 - D) T_s. \quad (3.2)$$

Figura 3.3 – Conversor *sepic* proposto (primeira etapa)



Fonte: Autor.

a) Intervalo de condução  $\Delta t_1 = T_{on1}$  ( $t_0 \leq t < t_1$ )

No intervalo  $T_{on1}$  a chave  $S_w$  encontra-se conduzindo, os semicondutores  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_4$  e  $D_5$  encontram-se diretamente polarizados, ou seja, conduzindo e os demais  $D_3$  e  $D_6$  respectivamente estão reversamente polarizado, ou seja, bloqueados. Durante esta etapa ocorre o processo de magnetização do indutor  $L_1$ . A corrente no indutor  $L_1$ , é definida por (3.3).

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_{in}}{L_1}t + I_{L_1}(t_0). \quad (3.3)$$

As correntes na indutância de magnetização  $L_m$ , na indutância de dispersão  $L_k$  e na chave  $i_{S_w}$  nesta etapa é definida por (3.4)–(3.5) e (3.6), respectivamente.

$$i_{L_m}(t) = \frac{V_{C_3}}{L_m N}t + I_{L_m}(t_0). \quad (3.4)$$

$$i_{L_K}(t) = \frac{-V_{C_1} - \frac{V_{C_3}}{N}}{L_K}t + I_{L_K}(t_0). \quad (3.5)$$

A chave  $S_W$  encontra-se conduzindo logo o esforço de corrente sobre esta é definida através da equação (3.6), sendo que  $i_{L_{K1}}$  é igual a  $i_{L_{K2}}$ .

$$i_{S_W}(t) = i_{L_1} - (i_{L_{K1}} + i_{L_{K2}}). \quad (3.6)$$

As correntes sobre os semicondutores bloqueados são nulas e descritas conforme as equações (3.7)–(3.8) respectivamente, já as correntes nos semicondutores não bloqueados é dado pela equação (3.9).

$$i_{D3}(t) = 0, \quad (3.7)$$

$$i_{D6}(t) = 0. \quad (3.8)$$

$$i_{D1}(t) = i_{D2}(t) = \frac{(i_{L_K} - i_{L_m})}{2N}. \quad (3.9)$$

Portanto, as correntes  $i_{D1}$  e  $i_{D2}$  que circulam nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  para esta situação considera-se muito pequenas, ou seja, aproximadamente zero e dada pela equação (3.10).

$$\frac{(i_{L_K} - i_{L_m})}{2N} = 0. \quad (3.10)$$

Sendo assim, esse intervalo de tempo  $\Delta t_1$  é descrito de acordo com a equação (3.11)

$$i_{L_K} - i_{L_m} = 0. \quad (3.11)$$

Substituindo as equações (3.4) e (3.5) das correntes nos indutores de dispersão e de magnetização em (3.11), obtém-se a equação (3.12):

$$\frac{-V_{C1} - \frac{V_{C3}}{N}}{L_K} t + I_{L_K}(t_0) + i_{L_m}(t) = \frac{V_{C3}}{L_m N} t + I_{L_m}(t_0) = 0. \quad (3.12)$$

Aplicando-se conceitos de matemática, colocando os termos alcançados que multiplicam  $\Delta t_1 = t$  em evidencia, e ajustando as equações chega-se a equação (3.13) simplificada.

$$\Delta t_1 \left( -V_{C1} L_m - \frac{V_{C3} L_m}{N} - \frac{-V_{C3} L_K}{N} \right) = L_K L_m (I_{L_m}(t_0) - I_{L_k}(t_0)). \quad (3.13)$$

isolando o termo referente ao tempo  $\Delta t_1$  da primeira etapa, temos que  $\Delta t_1$  será dado pela equação (3.14)

$$\Delta t_1 = \frac{L_K L_m (I_{Lm}(t_0) - I_{Lk}(t_0))}{(-V_{C_1} L_m - \frac{V_{C_3} L_m}{N} - \frac{-V_{C_3} L_K}{N})}. \quad (3.14)$$

Entretanto os valores de tensões nos componentes para esta etapa são dadas de acordo com as equações (3.15) e (3.16) respectivamente.

$$V_{L_1} = V_{in}. \quad (3.15)$$

$$V_{L_m} = \frac{V_{C_3}}{N}. \quad (3.16)$$

Os valores de tensões sobre ambas as dispersões podem ser calculados por intermédio da equação (3.17).

$$V_{L_K} = -V_{C_1} - \frac{V_{C_3}}{N}. \quad (3.17)$$

O esforço de tensão sobre o qual os diodos  $D_3$ , e  $D_6$  respectivamente estão sujeitos nesta primeira etapa é definido pela equação (3.18), e sobre os demais diodos é nulo, devido ao fato destes estarem diretamente polarizados.

$$V_{D_x} = -NV_{L_m} + \frac{V_o}{2}. \quad (3.18)$$

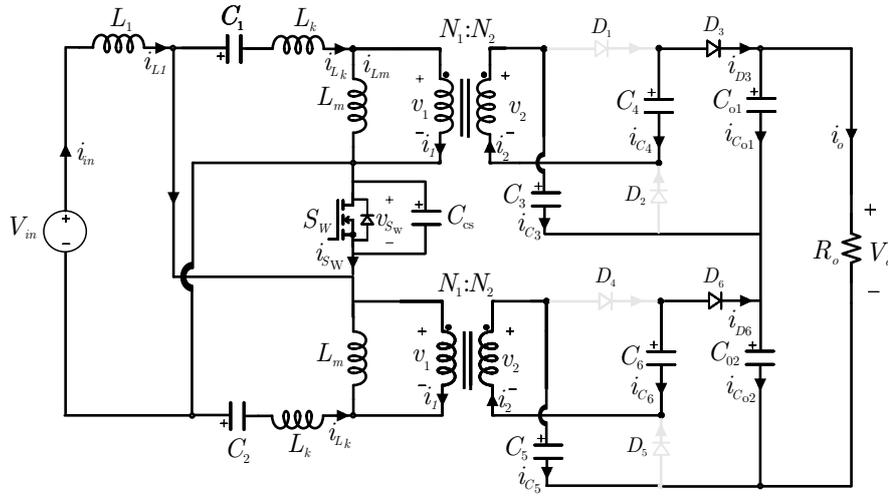
### 3.2.2 Segunda etapa

A segunda etapa de operação do conversor pode ser vista na Figura 3.4, dos quais se poder enxergar os diodos que estarão em condução, bem como os bloqueados para essa etapa, e devido a inteiração entre a capacitância parasita da chave  $S_W$  e a indutância de dispersão ocorrer um efeito de ressonância, ou seja, troca de energia entre  $L_K$  e  $C_s$  nesta etapa.

b) Intervalo de condução  $DT_s - \Delta t_1 = \Delta t_2 = T_{on2}$  ( $t_1 \leq t < t_2$ )

No intervalo  $\Delta t_2$  a chave  $S_W$  permanece conduzindo, o indutor de magnetização desmagnetiza e a energia do primário é transferida para o secundário do transformador, os diodos  $D_3$  e  $D_6$  entram em condução e os demais diodos ficam bloqueados. Os capacitores  $C_{o1}$  e  $C_{o2}$  carregam com a energia armazenada nos capacitores intermediários. Durante esta etapa o indutor  $L_1$  está magnetizando, a corrente no indutor  $L_1$  é definida por (3.19).

Figura 3.4 – Conversor *sepic* proposto (segunda etapa)



Fonte: Autor.

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_{in} + V_{C_3}}{L_1}t + I_{L_1}(t_1). \quad (3.19)$$

As correntes nas indutâncias de magnetização  $L_m$ , e na indutância de dispersão  $L_K$ , nesta etapa são definidas pelas equações (3.20)–(3.23), respectivamente.

$$i_{L_m}(t) = \frac{2V_{C_3} - V_{C_{o1}}}{L_m N}t + I_{L_m}(t_1). \quad (3.20)$$

$$i_{L_K}(t) = i_{S_W}(t) = i_{C_S}(t). \quad (3.21)$$

$$i_{L_K}(t) = C_S \frac{dV_{C_S}(t)}{dt}. \quad (3.22)$$

$$i_{C_S}(t) = C_S \left[ -(V_{C_S}(t_1) - \frac{(2V_{C_3} - V_{C_{o1}})}{N} - V_{C_1})\omega_o \sin(\omega_o t) + Z_o \omega_o i_{L_K}(t_1) \cos(\omega_o t) \right]. \quad (3.23)$$

onde  $Z_o$  é conhecido como impedância do circuito ressonante e é dado pela equação (3.24) e  $\omega_o$  a frequência de ressonância causado  $L_K$  e  $C_S$  e é dado pela equação (3.25)

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_K}{C_S}}. \quad (3.24)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_K C_S}}. \quad (3.25)$$

Considerando que nesta etapa a chave  $S_W$  ainda permanece conduzindo e como consequência a chave suporta um esforço de corrente definido pela equação (3.26).

$$i_{S_W}(t) = i_{L_1} - 2i_{L_{K1}}. \quad (3.26)$$

O esforço de corrente sobre os diodos que encontram-se em condução nesta etapa é alcançado através da equação (3.27), onde  $i_{D3} = i_{D6} = i_{C3}$ .

$$i_{D3}(t) = \frac{(i_{L_K} - i_{L_m})}{N}. \quad (3.27)$$

Já os valores de tensões nos componentes para esta segunda etapa são dados de acordo as equações (3.28) (3.29) e (3.30), respectivamente.

$$V_{L_1} = V_{in} + V_{C_s}. \quad (3.28)$$

$$V_{L_m} = \frac{2V_{C_3} - V_{C_{o1}}}{N}. \quad (3.29)$$

$$V_{L_K} = -V_{C_1} - \frac{(2V_{C_3} - V_{C_{o1}})}{N} - V_{C_s}. \quad (3.30)$$

Entretanto, os esforços de tensão sobre o qual os diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_4$  e  $D_5$ , estão sujeitos nesta etapa é definido pela equação (3.31)

$$V_{D_1} = -NV_{L_m} + V_{C_3}. \quad (3.31)$$

Realizando a análise de malha, ou lei de Kirchhoff das tensões em uma malha fechada, obtêm-se a equação (3.32)

$$V_{C_1} + V_{L_K} - V_{L_m} + V_{C_s} = 0. \quad (3.32)$$

$$V_{L_K} + V_{C_S} = \frac{(2V_{C_3} - V_{C_{o1}})}{N} - V_{C_1}. \quad (3.33)$$

$$L_K \frac{di_{L_K}}{dt} + V_{C_S} = \frac{(2V_{C_3} - V_{C_{o1}})}{N} - V_{C_1}. \quad (3.34)$$

Substituindo a equação (3.22) na equação (3.35) obtém-se uma equação diferencial de segunda ordem (3.36) que aplicando a transformada de Laplace chega-se em (3.37)

$$L_K \frac{d}{dt} \left( C_S \frac{dV_{C_S}}{dt} \right) + V_{C_S} = \frac{(2V_{C_3} - V_{C_{o1}})}{N} - V_{C_1}. \quad (3.35)$$

$$L_K C_S \left( \frac{d^2 V_{C_S}}{dt^2} \right) + V_{C_S} = \frac{(2V_{C_3} - V_{C_{o1}})}{N} - V_{C_1}. \quad (3.36)$$

$$L_K C_S \left[ S^2 V_{C_S}(s) - S V_{C_S}(t_1) - \frac{dV_{C_S}(t_1)}{dt} \right] + V_{C_S} = \frac{1}{S} \frac{(2V_{C_3} - V_{C_{o1}})}{N} - V_{C_1}. \quad (3.37)$$

Manipulando matematicamente a equação (3.37) chega-se a equação (3.38)

$$S^2 V_{C_S}(s) - S V_{C_S}(t_1) - \frac{dV_{C_S}(t_1)}{dt} + \frac{1}{L_K C_S} V_{C_S} = \frac{1}{L_K C_S} \frac{1}{S} \frac{(2V_{C_3} - V_{C_{o1}})}{N} - V_{C_1}. \quad (3.38)$$

onde

$$\omega_o^2 = \frac{1}{\sqrt{L_K C_S}}. \quad (3.39)$$

Portanto, substituindo a equação (3.39) na equação (3.38), chega-se na equação (3.40) que encontra-se no domínio da frequência.

$$S^2 V_{C_S}(s) - S V_{C_S}(t_1) - \frac{dV_{C_S}(t_1)}{dt} + \omega_o^2 V_{C_S} = \frac{\omega_o^2}{S} \frac{(2V_{C_3} - V_{C_{o1}})}{N} - V_{C_1}. \quad (3.40)$$

Simplificando a equação (3.40), e agrupando os termos que multiplicam  $V_{C_S}(S)$  temos a equação (3.41)

$$(s^2 + \omega_o^2) V_{C_S}(s) - S V_{C_S}(t_1) - \frac{dV_{C_S}(t_1)}{dt} = \frac{\omega_o^2}{s} \frac{(2V_{C_3} - V_{C_{o1}})}{N} - V_{C_1}. \quad (3.41)$$

Logo, isolando  $V_{C_s}(s)$  e aplicando-se a transformada de Laplace inversa na equação (3.42) para converter novamente o resultado da equação no domínio do tempo.

$$V_{C_s}(s) = \frac{\omega_o^2}{s(s^2 + \omega_o^2)} \left( \frac{2V_{C_3} - V_{C_{o1}}}{N} - V_{C_1} \right) + \frac{sV_{C_s}(t_1)}{(s^2 + \omega_o^2)} + \frac{\omega_o}{(s^2 + \omega_o^2)} \frac{1}{\omega_o} \frac{dV_{C_s}(t_1)}{dt}. \quad (3.42)$$

A resposta no domínio do tempo para tensão no capacitor parasita  $V_{C_s}(s)$  é dado segundo a equação (3.43).

$$V_{C_s}(t) = [1 - \cos(\omega_o t)] \left( \frac{2V_{C_3} - V_{C_{o1}}}{N} - V_{C_1} \right) + \cos(\omega_o t) V_{C_s}(t_1) + \frac{1}{\omega_o} \frac{dV_{C_s}(t_1)}{dt} \sin(\omega_o t). \quad (3.43)$$

Substituindo as equações (3.22) (3.25) na equação (3.43) obtém-se a equação (3.44)

$$V_{C_s}(t) = \left( \frac{2V_{C_3} - V_{C_{o1}}}{N} - V_{C_1} \right) + [V_{C_s}(t_1) - \left( \frac{2V_{C_3} - V_{C_{o1}}}{N} - V_{C_1} \right)] \cos(\omega_o t) + \frac{\sqrt{L_K C_S}}{C_S} i_{LK}(t_1) \sin(\omega_o t). \quad (3.44)$$

Realizando determinadas manipulações matemática na equação (3.44) obtém-se a equação (3.45)

$$V_{C_s}(t) = \left( \frac{2V_{C_3} - V_{C_{o1}}}{N} - V_{C_1} \right) + [V_{C_s}(t_1) - \left( \frac{2V_{C_3} - V_{C_{o1}}}{N} - V_{C_1} \right)] \cos(\omega_o t) + \sqrt{\frac{L_K}{C_S}} i_{LK}(t_1) \sin(\omega_o t). \quad (3.45)$$

Portanto, na equação (3.45) é possível identificar a presença da impedância  $Z_o$ , logo obtém-se a equação (3.46)

$$V_{C_s}(t) = \left( \frac{2V_{C_3} - V_{C_{o1}}}{N} - V_{C_1} \right) + [V_{C_s}(t_1) - \left( \frac{2V_{C_3} - V_{C_{o1}}}{N} - V_{C_1} \right)] \cos(\omega_o t) + Z_o i_{LK}(t_1) \sin(\omega_o t). \quad (3.46)$$

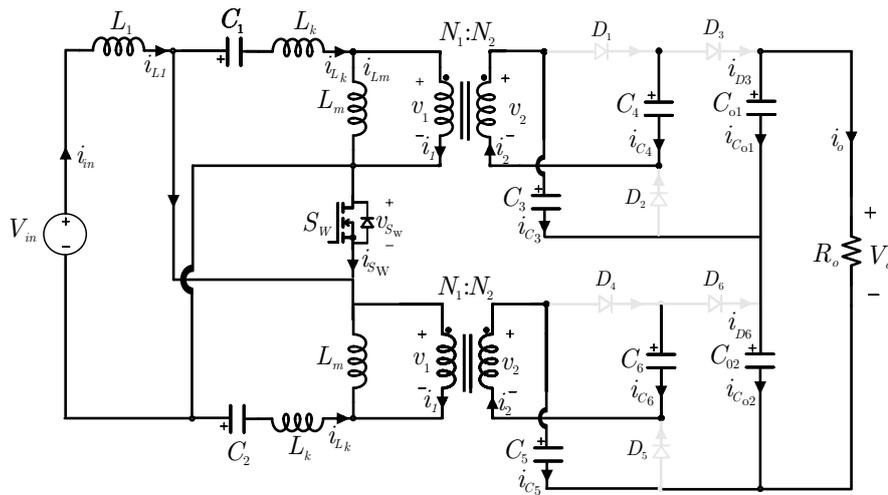
Considerando  $V_{C_s}(t_1) = 0$  a equação (3.46) que descreve a tensão  $V_{C_s}(t)$  será dado de acordo com a equação (3.47).

$$V_{C_s}(t) = [1 - \cos(\omega_o t)] \left( \frac{2V_{C_3} - V_{C_{o1}}}{N} - V_{C_1} \right) + Z_o i_{LK}(t_1) \sin(\omega_o t). \quad (3.47)$$

### 3.2.3 Terceira etapa

Nesta etapa, como visto na Figura 3.7 todos dos diodos do conversor encontram-se bloqueados e a entrada do conversor encontra-se totalmente desconectada da saída, certamente a carga é mantida pelo capacitores  $C_{o1}$  e  $C_{o2}$  como observado no esquema da Figura 3.5

Figura 3.5 – Conversor *sepic* proposto (terceira etapa)



Fonte: Autor.

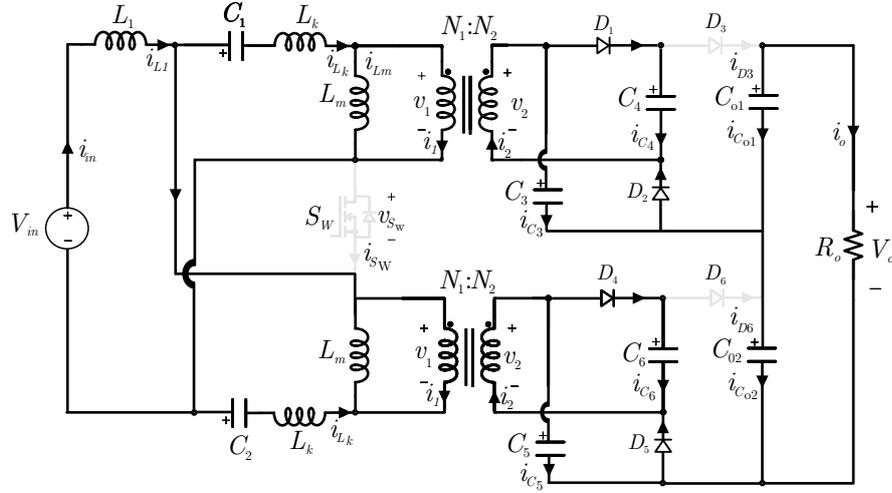
### 3.2.4 Quarta etapa

Já na quarta etapa de operação do conversor que pode visto na Figura 3.6, dos quais se pode também observar os diodos que entrarão em condução, assim como os diodos bloqueados.

c) Intervalo de condução  $\Delta t_3 = T_{off}$  ( $t_3 \leq t < t_4$ )

No intervalo  $T_{off}$  a chave  $S_w$  encontra-se aberto, diferente da primeira etapa e os semicondutores  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_4$  e  $D_5$  encontram-se diretamente polarizados, ou seja, conduzindo e os demais  $D_3$  e  $D_6$  bloqueados. Durante esta etapa ocorre o processo de desmagnetização do indutor  $L_1$  e magnetização de  $L_m$ . A corrente no indutor  $L_1$  é definida pela equação (3.48).

$$i_{L1}(t) = \frac{V_{in} - V_{C1} - V_{LK} - \frac{V_{C3}}{N}}{L_1} t + I_{L1}(t_3). \quad (3.48)$$

Figura 3.6 – Conversor *sepic* proposto (quarta etapa)

Fonte: Autor.

As correntes na indutância de magnetização  $L_m$  e na indutância de dispersão  $L_k$  considerando  $i_{S_w} = 0$  são definidas pelas equações (3.49) e (3.50).

$$i_{L_m}(t) = \frac{V_{C_3}}{L_m N} t + I_{L_m}(t_3). \quad (3.49)$$

$$i_{L_k}(t) = \frac{-V_{C_1} + V_S - \frac{V_{C_3}}{N}}{L_K} t + I_{L_k}(t_3). \quad (3.50)$$

$$i_{L_1}(t) = \frac{I_{L_1}}{2} t. \quad (3.51)$$

As correntes sobre os semicondutores bloqueados são nulas conforme as equações (3.52)–(3.53) e os não bloqueados pela equação (3.54), respectivamente.

$$i_{D_3}(t) = 0, \quad (3.52)$$

$$i_{D_6}(t) = 0. \quad (3.53)$$

$$i_{D_1}(t) = i_{D_2}(t) = \frac{(i_{L_k} - i_{L_m})}{2N}. \quad (3.54)$$

Os valores de tensões nos componentes para esta terceira etapa são obtidas de acordo as equações (3.55) (3.56) e (3.57).

$$V_{L_1} = V_{in} - V_{LK} - V_{L_m} - V_{C_1}. \quad (3.55)$$

$$V_{L_m} = \frac{V_{C_3}}{N}. \quad (3.56)$$

$$V_{L_K} = V_{in} - V_{L_1} - V_{C_1} - \frac{V_{C_3}}{N}. \quad (3.57)$$

Devido ao fato desta terceira etapa ser semelhante a primeira o esforço de tensão que os diodos  $D_3$  e  $D_6$  estão sujeitos é definido pela equação (3.58), e sobre os demais diodos é nulo devido ao fato destes estarem diretamente polarizados, ou seja, conduzindo.

$$V_{D_x} = -NV_{L_m} + \frac{V_o}{2}. \quad (3.58)$$

Observado que apenas na 3-etapa o conversor opera com chave aberta, e sobre esta ocorrer um esforço de tensão dado pela equação (3.59).

$$V_{S_w} = -V_{C_1} + V_{L_K} + \frac{V_{C_3}}{N}. \quad (3.59)$$

### 3.2.5 Principais Formas de ondas

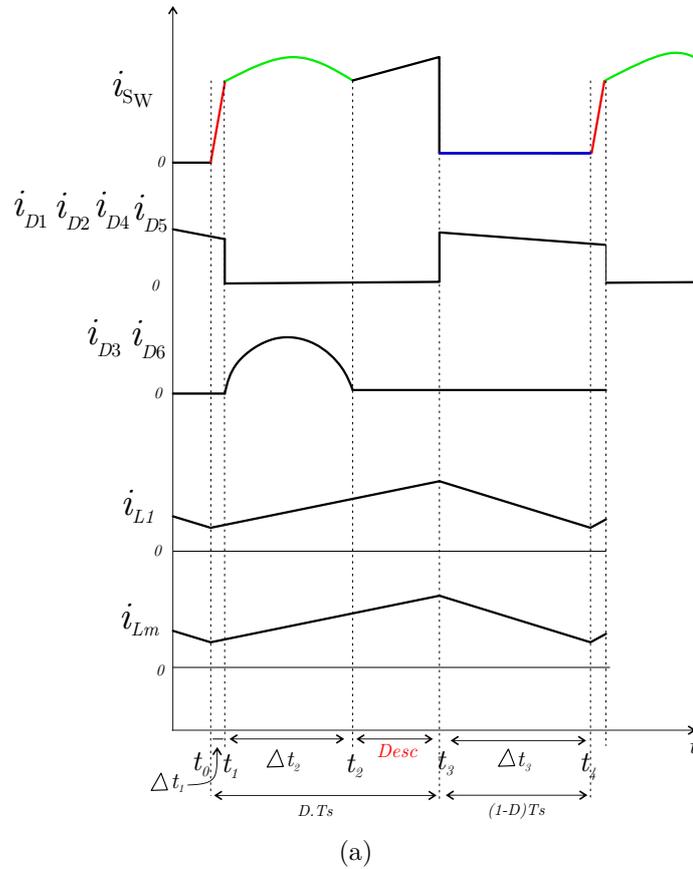
As formas de ondas para o conversor proposto podem ser vistas na Figura 3.7, dos quais desconsidera-se a terceira etapa devido ao fato de todos os diodos estarem completamente bloqueados e a carga ser mantida pelos capacitores  $C_{o1}$  e  $C_{o2}$ .

#### 3.2.5.1 Ganho estático ideal

Considerando apenas duas etapas de operação, ou seja, chave ligada e desligada o ganho ideal do conversor é calculado realizando o balanço de energia no indutor de entrada  $L_1$  e no indutor de magnetização  $L_m$  desprezando o efeito da dispersão.

**a)** Intervalo de condução  $T_{on} = DT_s$  ( $t_0 \leq t < t_1$ )

$$V_{L_1} = V_i \quad (3.60)$$

Figura 3.7 – Formas de ondas teóricas para o fluxo de potência do conversor *Sepic* proposto.

Fonte: Autor.

$$V_{Lm} = V_{C_i} \quad (3.61)$$

b) Intervalo de condução  $T_{off} = (1 - D)T_s$  ( $t_1 \leq t < t_2$ )

$$V_{L_1} = V_i - V_{C_1} \quad (3.62)$$

$$V_{L_m} = -\frac{V_{C_3}}{N} \quad (3.63)$$

Aplicando o conceito do inglês *volt second balance* nos indutores conforme visto na equação (3.64) é possível obter as seguintes relações observadas na equação (3.65), sendo que  $V_{C_1} = V_{C_2} = V_i$

$$\int_0^{DT_s} [v_{L_1}(t)] dt + \int_{DT_s}^{T_s} [v_{L_1}(t)] dt + \int_0^{DT_s} [v_{L_m}(t)] dt + \int_{DT_s}^{T_s} [v_{L_m}(t)] dt = 0, \quad (3.64)$$

$$\frac{V_{C_1}}{V_i} = \frac{V_{C_2}}{V_i} = 1. \quad (3.65)$$

$$\frac{V_{C_3}}{V_i} = \frac{ND}{(1-D)}. \quad (3.66)$$

sendo que,

$$V_{C_{o1}} = V_{C_{o2}} = NV_{C_1} + 2V_{C_3}. \quad (3.67)$$

logo

$$V_{C_{o1}} = NV_i + \frac{ND}{(1-D)}V_i. \quad (3.68)$$

O ganho total será

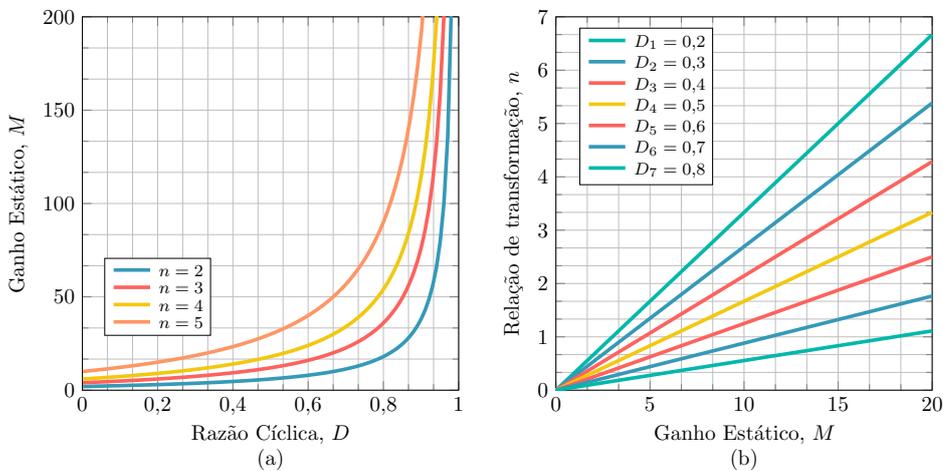
$$M = V_{C_{o1}} + V_{C_{o2}}. \quad (3.69)$$

$$M = V_o = V_i \frac{N + ND}{(1-D)} + V_i \frac{N + ND}{(1-D)}. \quad (3.70)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2N + 2ND}{(1-D)}. \quad (3.71)$$

Em posse da equação (3.71), que representa o ganho do conversor desprezando as não idealidade, é possível traçar as curvas do ganho em relação a razão cíclica, bem como da relação de transformação, como verificado nas Figura 3.8 .

Figura 3.8 – Ganho estático de tensão do conversor *sepic*. (a) Ganho estático versus razão-cíclica para diversos valores de  $n$ . (b) Relação de transformação ( $n$ ) versus ganho estático para diversos valores de  $d$



Fonte: Autor.

### 3.2.6 Projeto dos elementos passivos

O calculo dos componentes passivos do conversor CC-CC é feito desconsiderando os efeitos, da indutância de dispersão  $L_k$  bem como a resistência  $R_{sec}$ . Sendo assim, são utilizadas as equações de duas etapas, sendo a primeira, quando o interruptor  $S_W$  é ligado e a segunda etapa, quando  $S_W$  é desligado, e os termos derivativos são substituídos por uma variação ( $\Delta$ ) dividido pelo respectivo intervalo de tempo, dos quais considera-se  $DT$  para chave ligada e  $(1 - D)T$  para a chave desligada. Abaixo em (3.72), podem ser observadas as equações para os valores mínimos.

$$\left\{ \begin{array}{ll} V_{in} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{DT}, & L_1 = \frac{V_{in} D}{\Delta I_{L1} f_{sw}} \\ V_{C1} = L_m \frac{\Delta I_{Lm}}{DT}, & L_m = \frac{V_{C3} D}{\Delta I_{Lm} f_{sw} n} \text{ ou } \frac{V_{C1} D}{\Delta I_{Lm} f_s} \\ I_{L1} = C_1 2 \frac{\Delta V_{C1}}{DT}, & C_1 = \frac{I_{in} D}{2 \Delta V_{C1} f_s} \\ I_{L1} = C_2 2 \frac{\Delta V_{C2}}{DT}, & C_2 = \frac{I_{in} D}{2 \Delta V_{C2} f_{sw}} \\ I_{C1} = C_3 \frac{\Delta V_{C3}}{nDT} + I_{Lm}, & C_3 = \frac{(\frac{I_{in}}{2} - I_{Lm}) n D}{\Delta V_{C3} f_{sw}} \\ I_{C1} = C_4 \frac{\Delta V_{C4}}{nDT} + I_{Lm}, & C_4 = \frac{(\frac{I_{in}}{2} - I_{Lm}) n D}{\Delta V_{C4} f_{sw}} \\ I_{C1} = C_5 \frac{\Delta V_{C5}}{nDT} + I_{Lm}, & C_5 = \frac{(\frac{I_{in}}{2} - I_{Lm}) n D}{\Delta V_{C5} f_{sw}} \\ I_{C1} = C_6 \frac{\Delta V_{C6}}{nDT} + I_{Lm}, & C_6 = \frac{(\frac{I_{in}}{2} - I_{Lm}) n D}{\Delta V_{C6} f_{sw}} \\ I_o = C_{o1} \frac{\Delta V_{C_{o1}}}{(1-D)T}, & C_{o1} = \frac{I_o (1-D)}{\Delta V_{C_{o1}} f_{sw}} \\ I_o = C_{o2} \frac{\Delta V_{C_{o2}}}{(1-D)T}, & C_{o2} = \frac{I_o (1-D)}{\Delta V_{C_{o2}} f_{sw}} \\ \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2N+2ND}{(1-D)}, & I_o = \frac{(2N+2ND)V_{in}}{(1-D)R_o} \end{array} \right. \quad (3.72)$$

As ondulações máximas de corrente  $\Delta I_{L1}$ ,  $\Delta I_{Lm}$  e de tensão  $\Delta V_{C1}$  até  $\Delta V_{C_{o2}}$  são dadas como percentuais das corrente e tensão nos respectivos componentes como indutor de entrada e os capacitores que formam o conversor CC-CC. O valor de razão cíclica pode ser calculado de acordo com a equação (3.71), realizado as devidas manipulações matemáticas e isolado a variável de interesse  $D$ , chega-se na equação (3.73).

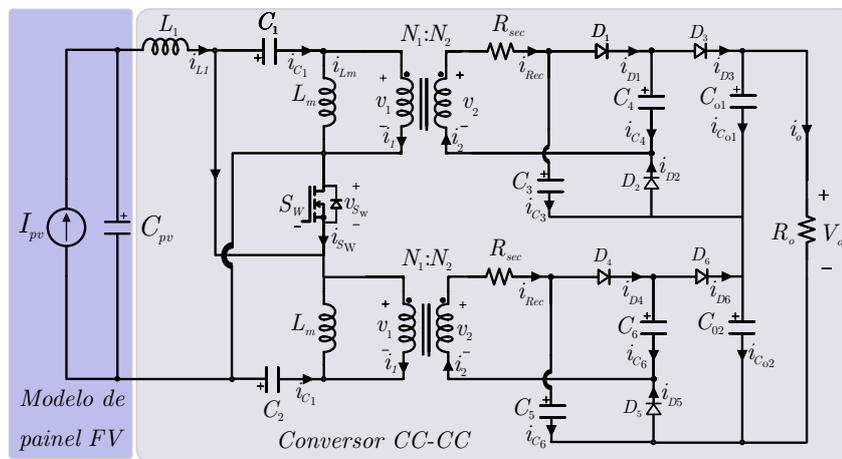
$$D = \frac{V_o - 2NV_{in}}{2NV_{in} + V_o} \quad (3.73)$$

Considerando a baixa potência utilizada foi escolhido uma chave do tipo *MOSFET* sigla em inglês para *metal Oxide silicon field effect transistor*, permite operar em frequências de chaveamento maiores em relação ao *IGBT*, o que permite reduzir o tamanho dos componentes como indutor e capacitor, baixa perda de comutação, porém este opera em potências menores em relação aos *IGBTs*, e também apresenta maior  $R_{Dson}$  e maior perda de condução (RASHID, 2013).

### 3.3 MODELAGEM DO CONVERSOR *SEPIC* COM CÉLULA DOBRADORA DE TENSÃO NA SAÍDA

A construção e implementação de um sistema de controle linear para um conversor estático demanda da necessidade primária de obter as funções de transferência que representam o comportamento dinâmico do conversor, sendo que os conversores estáticos apresentam um comportamento não linear e descontínuo no tempo.

Figura 3.9 – Circuito do conversor *sepic* com resistência do enrolamento do indutor acoplado.



Desta forma, a modelagem consiste em representar matematicamente por meio de equações os estados topológicos do circuito de um conversor. O modelo médio por espaço de estados é uma das diversas técnicas utilizadas para modelagem. Nesta técnica, uma média ponderada dos modelos referentes a cada etapa de operação do conversor em função da razão cíclica é calculado para um período de comutação  $T_s$  (WENK, 2019).

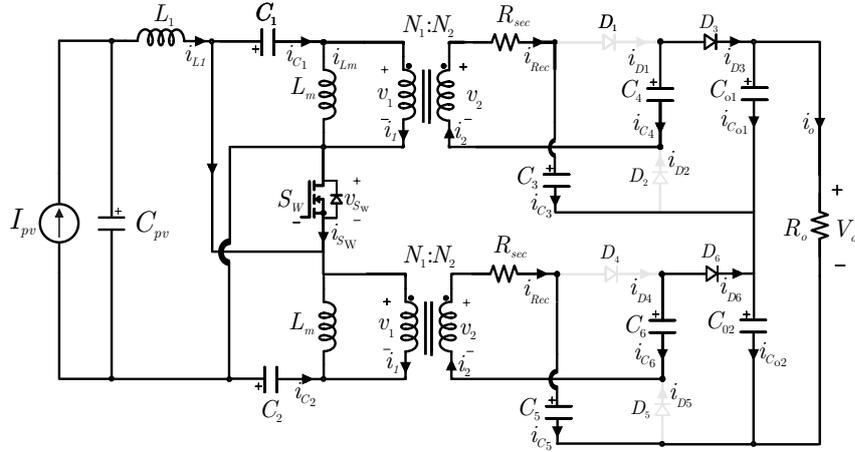
No caso desta dissertação o modelo médio por espaço de estados é utilizado no conversor *sepic* conforme ilustrado na Figura 3.9, a dinâmica do conversor em alta frequência é desprezado sendo considerando uma fonte de corrente  $I_{pv}$ .

Considerando que o conversor opera em modo de condução contínua (MCC), e a estratégia de modelagem adotada é a do modelo médio por espaço de estado, desenvolvida para conversor chaveado, que foi inicialmente apresentado por Middlebrook e Čuk (1976). A modelagem do conversor segue conforme apresentada em (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001; BELTRAME, 2010). Desta Forma, para modelar o conversor *sepic* são consideradas duas etapas de operação conforme ilustrados nas Figuras 3.10 e 3.11 abaixo referente a estas.

#### 3.3.1 Etapa 1

A operação do conversor durante esta etapa é apresentada na Figura 3.10.

Figura 3.10 – Circuito equivalente a etapa 1



As correntes através dos capacitores e a tensões sobre os indutores nesta etapa são definidas de acordo com as equações (3.74) a (3.79)

$$L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = V_{cpv}(t), \quad (3.74)$$

$$L_m \frac{dI_{L_m}(t)}{dt} = -V_{c_{12}}(t), \quad (3.75)$$

$$C_{ap_{12}} \frac{dV_{c_{12}}(t)}{dt} = I_{L_m}(t) - \frac{n(V_{c_{3456}}(t) - V_o(t) + nV_{c_{12}}(t))}{R_{sec}}, \quad (3.76)$$

Em função dos valores de tensões nos capacitores  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$  e  $C_6$  serem iguais, foi possível combina-los e formar um capacitor único nomeado como  $C_{3456}$ .

$$C_{3456} \frac{dV_{c_{3456}}(t)}{dt} = -\frac{2(V_{c_{3456}}(t) - V_o(t) + nV_{c_{12}}(t))}{R_{sec}}, \quad (3.77)$$

$$C_o \frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{V_{c_{3456}}(t) - V_o(t) + nV_{c_{12}}(t)}{R_{sec}} - \frac{2V_o(t)}{R}, \quad (3.78)$$

$$C_{pv} \frac{dV_{cpv}(t)}{dt} = I_{pv} - I_{L_1}(t). \quad (3.79)$$

As equações (3.74)–(3.78) podem ser reescritas como:

$$\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t), \quad (3.80)$$

$$y(t) = \mathbf{H}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1 \mathbf{u}(t), \quad (3.81)$$

onde,

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -\frac{n^2}{R_{sec}} & -\frac{n}{R_{sec}} & \frac{n}{R_{sec}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{2n}{R_{sec}} & -\frac{2}{R_{sec}} & \frac{2}{R_{sec}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n}{R_{sec}} & \frac{1}{R_{sec}} & -\frac{2}{R} - \frac{1}{R_{sec}} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.82)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (3.83)$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.84)$$

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.85)$$

e  $\mathbf{K}$  é uma matriz diagonal que contém apenas os valores dos indutores e dos capacitores.

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{ap12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{3456} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_o & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{pv} \end{bmatrix}. \quad (3.86)$$

O conversor contém variáveis de estado independentes que formam o vetor de estado  $\mathbf{x}(t)$  visto na equação (3.87). Essas variáveis de estado estão associadas aos elementos de armazenamento de energia do circuito.

Sendo assim, as variáveis de estado que representam o comportamento do conversor são descritas pela corrente do indutor de entrada e de magnetização  $I_{L_1}(t)$ ,  $I_{L_m}(t)$  a tensão nos capacitores de entrada  $V_{C_{pv}}(t)$  e  $V_{C_{12}}(t)$  cujo parâmetro descrito representa a soma de dois capacitores de entrada e a soma das tensões dos capacitores intermediário dado por  $V_{C_{3456}}(t)$  e os de saída respectivamente denominado por  $V_{C_o}(t)$ .

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} I_{L_{11}}(t) \\ I_{L_m}(t) \\ V_{C_{12}}(t) \\ V_{C_{3456}}(t) \\ V_{C_o}(t) \\ V_{C_{pv}}(t) \end{bmatrix}, \quad (3.87)$$

No caso para este sistema as entradas são dadas pela corrente de entrada do painel  $I_{pv}(t)$  e a razão cíclica  $D(t)$ , estas são combinadas no vetor de entrada o que permite admitir que  $\mathbf{u}(t)$  seja igual a equação (3.88)

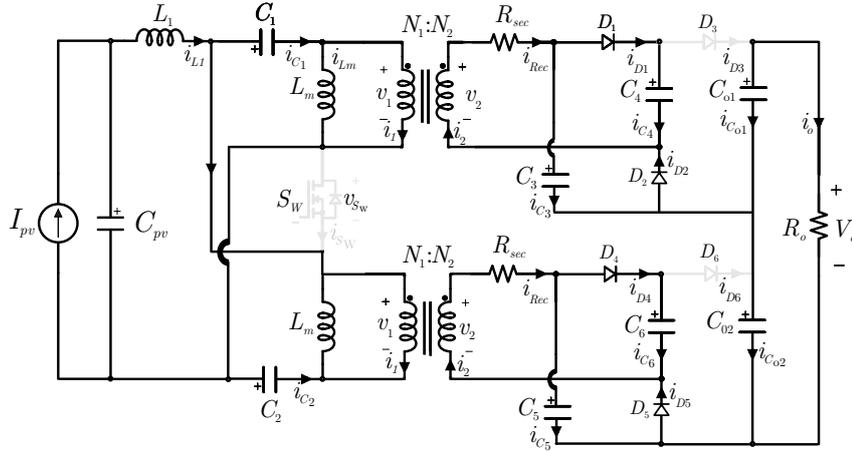
$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} I_{pv}(t) \\ D(t) \end{bmatrix} \quad (3.88)$$

### 3.3.2 Etapa 2

A operação do conversor durante esta etapa é apresentada na Figura 3.11. A corrente através dos capacitores e a tensão sobre os indutores nesta etapa são descritas por:

As equações que determinam o comportamento das variáveis de estado podem ser verificadas abaixo, bem como as matrizes  $A_2$ ,  $B_2$ ,  $C_2$ ,  $E_2$  respectivamente.

Figura 3.11 – Circuito equivalente a etapa 2.



$$L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = V_{cpv}(t) - \frac{V_{c_{12}}(t)}{2} - \frac{V_{c_{3456}}(t)}{4n} - \frac{R_{sec} \left( \frac{I_{L_1}(t)}{2} - \frac{I_{Lm}(t)}{2} \right)}{n^2}, \quad (3.89)$$

$$L_m \frac{dI_{Lm}(t)}{dt} = \frac{V_{c_{3456}}(t)n + 2I_{L_1}(t)R_{sec} - 2R_{sec}I_{Lm}(t)}{2n^2}, \quad (3.90)$$

$$C_{ap12} \frac{dV_{c_{12}}(t)}{dt} = I_{L_1}(t), \quad (3.91)$$

Igualmente como na primeira etapa os capacitores  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$  e  $C_6$  foram combinados para forma um capacitor único denominado  $C_{3456}$ .

$$C_{3456} \frac{dV_{c_{3456}}(t)}{dt} = \frac{I_{L_1}(t) - I_{Lm}(t)}{n}, \quad (3.92)$$

$$C_o \frac{dV_o(t)}{dt} = -\frac{2V_o(t)}{R}, \quad (3.93)$$

$$C_{pv} \frac{dV_{cpv}(t)}{dt} = I_{pv} - I_{L_1}(t). \quad (3.94)$$

Dito isso as equações (3.89)–(3.94) podem ser reescritas no formato das equações vista em (3.95) :

$$\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t), \quad (3.95)$$

$$y(t) = \mathbf{H}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \mathbf{u}(t), \quad (3.96)$$

onde,

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{sec}}{2n^2} & \frac{R_{sec}}{2n^2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{4n} & 0 & 1 \\ \frac{R_{sec}}{n^2} & -\frac{R_{sec}}{n^2} & 0 & \frac{1}{2n} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{n} & -\frac{1}{n} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{R} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.97)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (3.98)$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.99)$$

$$\mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.100)$$

### 3.3.3 Equações de Equilíbrio CC

O vetor de estado de equilíbrio  $\mathbf{X} = [I_{L_1} \ I_{L_m} \ V_{C_{12}} \ V_{C_{3456}} \ V_{C_o} \ V_{CP}]^T$ , e o vetor de saída de equilíbrio  $\mathbf{Y} = [I_{L_1} \ I_{L_m} \ V_{C_{12}} \ V_{C_{3456}} \ V_{C_o} \ V_{CP}]^T$ , com  $\mathbf{U} = [I_{pv} \ D(t)]^T$  e  $d(t) = D$  são dados por (3.101).

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}, \\ \mathbf{Y} &= (-\mathbf{H}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{E})\mathbf{U} \end{aligned} \quad (3.101)$$

onde,

$$\mathbf{A} = D\mathbf{A}_1 + (1 - D)\mathbf{A}_2, \quad (3.102)$$

$$\mathbf{B} = D\mathbf{B}_1 + (1 - D)\mathbf{B}_2, \quad (3.103)$$

$$\mathbf{H} = D\mathbf{H}_1 + (1 - D)\mathbf{H}_2, \quad (3.104)$$

$$\mathbf{E} = D\mathbf{E}_1 + (1 - D)\mathbf{E}_2. \quad (3.105)$$

### 3.3.4 Modelo CA de pequenos sinais

As equações de estado do modelo linear CA de pequenos sinais são expressas em (3.106), onde  $\hat{\mathbf{u}}_p(t) = [\hat{\mathbf{i}}_{pv} \ \hat{\mathbf{d}}]^T$ . Deve-se constatar que são pequenas variações CA no vetor de entrada e na razão cíclica, e  $\hat{\mathbf{x}}(t)$  e  $\hat{\mathbf{y}}(t)$  são as variações CA resultantes nos vetores de estado e de saída. De maneira a se obter o modelo linear (3.106), assume-se que os sinais perturbados são muito menores do que seus valores em regime permanente.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} &= \mathbf{A}_p\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_p\hat{\mathbf{u}}_p(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) &= \mathbf{H}_p\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_p\hat{\mathbf{u}}_p(t) \end{aligned} \quad (3.106)$$

onde,

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_p &= \mathbf{K}^{-1}\mathbf{A}, \\ \mathbf{B}_p &= \mathbf{K}^{-1}[\mathbf{B} \ (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}], \\ \mathbf{H}_p &= \mathbf{H}, \\ \mathbf{E}_p &= [\mathbf{E} \ (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}]. \end{aligned}$$

A matriz  $\mathbf{A}_p$  é definida por

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & 0 & a_{16} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & 0 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} & 0 \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45} & 0 \\ 0 & 0 & a_{53} & a_{54} & a_{55} & 0 \\ a_{61} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.107)$$

onde,

$$a_{11} = \frac{R_{sec}(D-1)}{2L_1n^2}, \quad (3.108)$$

$$a_{12} = -\frac{R_{sec}(D-1)}{2L_1n^2}, \quad (3.109)$$

$$a_{13} = \frac{D-1}{2L_1}, \quad (3.110)$$

$$a_{14} = \frac{D-1}{4L_1n}, \quad (3.111)$$

$$a_{16} = \frac{1}{L_1}, \quad (3.112)$$

$$a_{21} = -\frac{R_{sec}(D-1)}{L_mn^2}, \quad (3.113)$$

$$a_{22} = \frac{R_{sec}(D-1)}{L_mn^2}, \quad (3.114)$$

$$a_{23} = -\frac{D}{L_m}, \quad (3.115)$$

$$a_{24} = -\frac{D-1}{2L_mn}, \quad (3.116)$$

$$a_{31} = -\frac{D-1}{C_{ap12}}, \quad (3.117)$$

$$a_{32} = \frac{D}{C_{ap12}}, \quad (3.118)$$

$$a_{33} = -\frac{n^2D}{R_{sec}C_{ap12}}, \quad (3.119)$$

$$a_{34} = -\frac{nD}{R_{sec}C_{ap12}}, \quad (3.120)$$

$$a_{35} = \frac{nD}{R_{sec}C_{ap12}}, \quad (3.121)$$

$$a_{41} = -\frac{D-1}{nC_{3456}}, \quad (3.122)$$

$$a_{42} = \frac{D-1}{nC_{3456}}, \quad (3.123)$$

$$a_{43} = -\frac{2nD}{C_{3456}R_{sec}}, \quad (3.124)$$

$$a_{44} = -\frac{2D}{C_{3456}R_{sec}}, \quad (3.125)$$

$$a_{45} = \frac{2D}{C_{3456}R_{sec}}, \quad (3.126)$$

$$a_{53} = \frac{nD}{R_{sec}C_o}, \quad (3.127)$$

$$a_{54} = \frac{D}{R_{sec}C_o}, \quad (3.128)$$

$$a_{55} = -\frac{2R_{sec} + RD}{RR_{sec}C_o}, \quad (3.129)$$

$$a_{61} = -\frac{1}{C_{pv}}. \quad (3.130)$$



A função de transferência desejada pode ser encontrada aplicando-se a Transformada de Laplace em (3.106), resultando em (3.140).

$$\hat{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{H}_p (s\mathbf{I}_{6 \times 6} - \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(s). \quad (3.140)$$

### 3.3.5 Validação do modelo

Na tabela (3.1) é possível observar alguns valores utilizados para validação dos modelos.

Tabela 3.1 – Especificações.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência de comutação	$f_s$	50 kHz
Razão cíclica	$D$	0.6
Resistência de Carga	$R$	800
Corrente do Painel	$I_{pv}$	5
Resistência do Enrolamento	$R_{sec}$	3
Relação de Transformação	$n$	2.5
Período	$T_s$	2e-05

### 3.3.6 Função de transferência $G_{I_{L_1}}^{I_{pv}}(s)$

A função de transferência de pequenos sinais que representa a corrente no indutor de entrada  $I_{L_1}$  frente a perturbações na corrente de entrada é obtido através da equação (3.140) e descrita na equação (3.141) utiliza-se os dados listados na Tabela (3.1) e os coeficientes abaixo.

$$G_{I_{L_1}}^{I_{pv}}(s) = \frac{\tilde{I}_{L_1}}{\tilde{I}_{pv}}(s) = \frac{\rho_5 s^4 + \rho_4 s^3 + \rho_3 s^2 + \rho_2 s + \rho_1}{s^6 + \iota_6 s^5 + \iota_5 s^4 + \iota_4 s^3 + \iota_3 s^2 + \iota_2 s + \iota_1}. \quad (3.141)$$

$$\rho_5 = 3.333 \cdot 10^{06}, \rho_4 = 2.471 \cdot 10^{11}, \rho_3 = 2.946 \cdot 10^{14}, \rho_2 = 4.528 \cdot 10^{18}, \rho_1 = 5.689 \cdot 10^{20}, \iota_6 = 7.446 \cdot 10^{04}, \iota_5 = 1.210 \cdot 10^{08}, \iota_4 = 1.876 \cdot 10^{12}, \iota_3 = 1.534 \cdot 10^{15}, \iota_2 = 5.766 \cdot 10^{18}, \iota_1 = 5.689 \cdot 10^{20}.$$

### 3.3.7 Função de transferência $G_{V_{cpv}}^D(s)$

No entanto, o modelo numérico ou a função de transferência de pequenos sinais que descreve a dinâmica da tensão no capacitor de entrada  $V_{cpv}$  (tensão de entrada) considerando perturbação na razão cíclica  $D$  é descrito na equação (3.142) utilizando-se os valores da Tabela (3.1), substituindo os coeficientes vistos a baixo da equação.

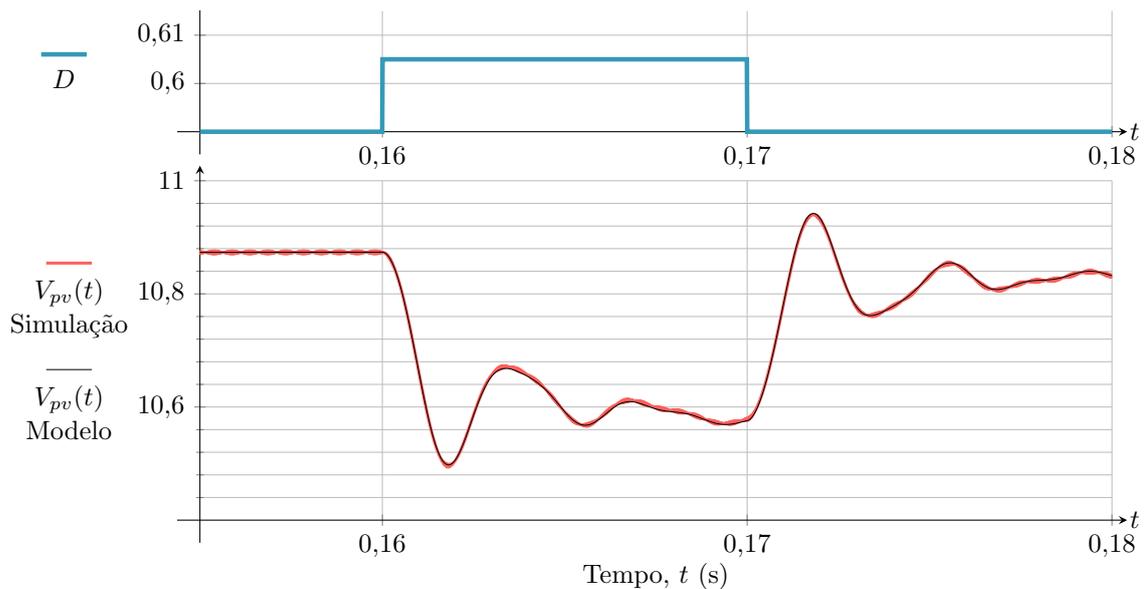
$$G_{V_{cpv}}^D(s) = \frac{\tilde{V}_{cpv}(s)}{\tilde{D}(s)} = \frac{\rho_5 s^4 + \rho_4 s^3 + \rho_3 s^2 + \rho_2 s + \rho_1}{s^6 + \iota_6 s^5 + \iota_5 s^4 + \iota_4 s^3 + \iota_3 s^2 + \iota_2 s + \iota_1}. \quad (3.142)$$

$\rho_5 = -9.063 \cdot 10^{07}$ ,  $\rho_4 = -6.783 \cdot 10^{12}$ ,  $\rho_3 = -9.126 \cdot 10^{15}$ ,  $\rho_2 = -1.922 \cdot 10^{20}$ ,  $\rho_1 = -3.772 \cdot 10^{22}$ ,  $\iota_6 = 7.446 \cdot 10^{04}$ ,  $\iota_5 = 1.210 \cdot 10^{08}$ ,  $\iota_4 = 1.876 \cdot 10^{12}$ ,  $\iota_3 = 1.534 \cdot 10^{15}$ ,  $\iota_2 = 5.766 \cdot 10^{18}$ ,  $\iota_1 = 5.689 \cdot 10^{20}$ .

#### 3.3.7.1 Validação do modelo do conversor sepic proposto

A validação do modelo é realizada aplicando um degrau na razão cíclica do conversor simulado no PSIM e no modelo dado pela equação (3.142). Desta maneira, a Figura 3.12 apresenta a tensão  $V_{pv}(t)$  onde no tempo 0.16 s é aplicado um degrau de 1% na razão cíclica  $D$ , e no tempo 0.17 s é aplicado um degrau de -1% na razão cíclica fazendo com que o a tensão retorne ao valor original.

Figura 3.12 – Validação do modelo.



Fonte: Autor.

### 3.3.8 Rastreamento do ponto de máxima potência

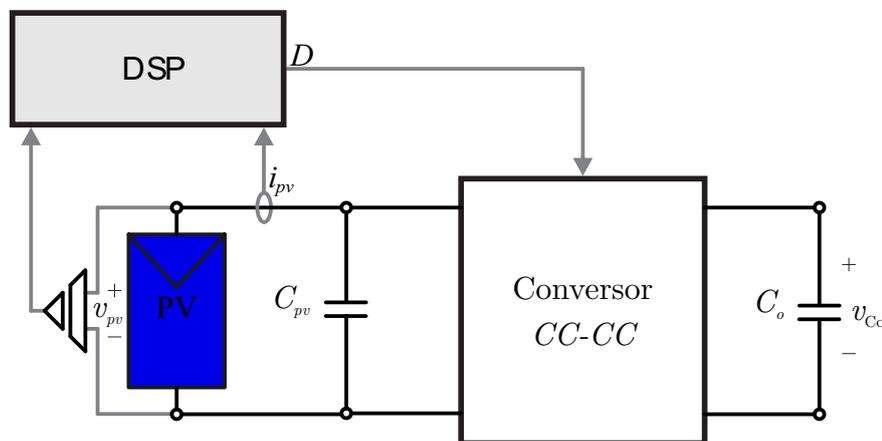
Sabe-se que a energia convertida pelos painéis solar não apresenta comportamento linear depende das condições do ambiente como irradiação solar e temperatura. E para melhorar o desempenho deste, técnicas de rastreo são usados em conversores.

As técnicas de rastreo em geral têm como principal foco, ou permitem que os conversores possam buscar operar na sua máxima potência e conseqüentemente extrair o máximo de energia da fonte, ou seja, ajudam a otimizar a extração de potência em módulos fotovoltaicos, ou em strings de módulos (ESRAM; CHAPMAN, 2007; WANG; YU, 2013).

Para melhorar e alcançar o melhor desempenho dos módulos independe das condições do ambiente, existem vários algoritmos projetados para esse efeito, chamados de *MPPT*, este algoritmos podem ser: método de tensão constante, condutância incremental, método beta, fração da tensão de circuito aberto, perturbe observe e outros (DESAI; PATEL, 2007; ESRAM; CHAPMAN, 2007).

Para sua implementação, é necessário a construção de um sistema de medição dos sinais de corrente e tensão através de um sistemas de aquisição digital, como observado na Figura 3.13 onde se pode ver o uso de um *DSP*.

Figura 3.13 – Sistema de medição dos sinais de corrente e tensão.



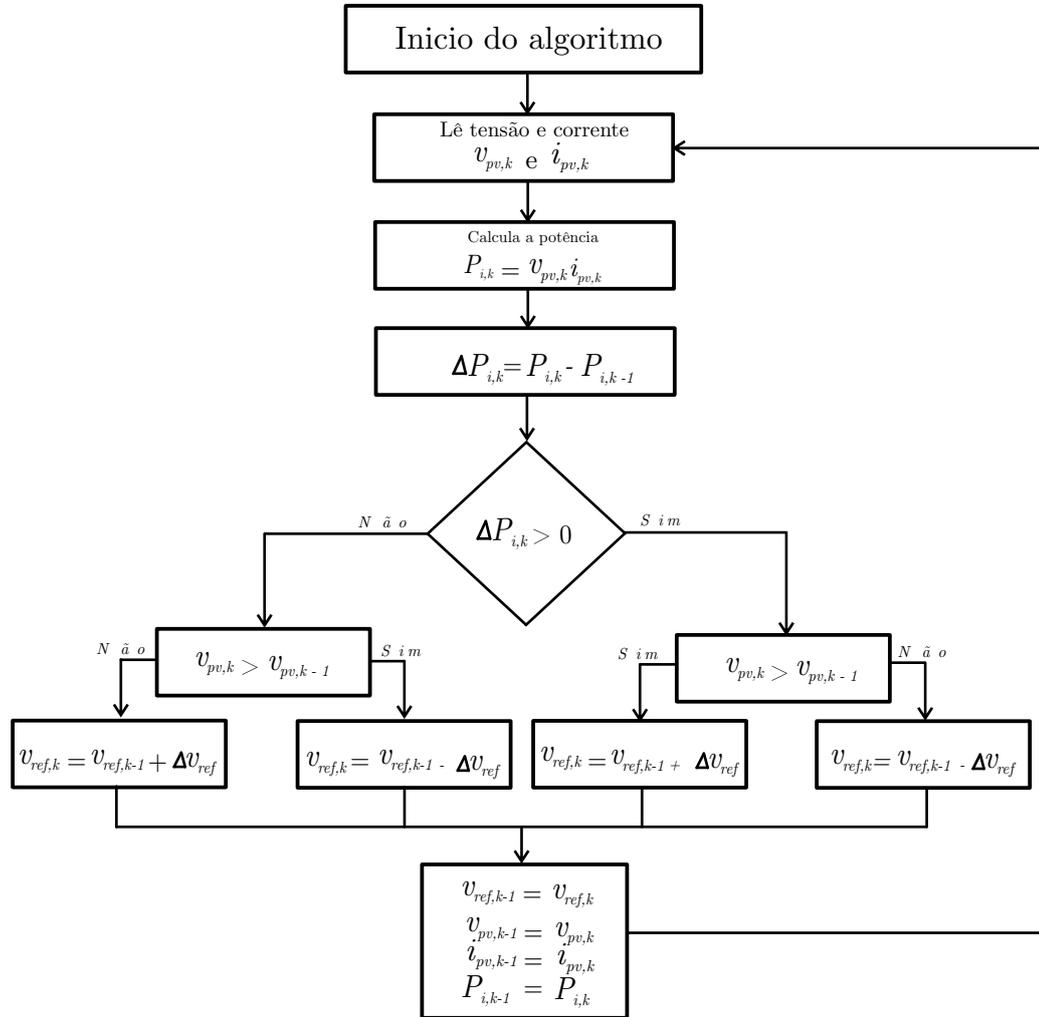
Fonte: Autor.

#### 3.3.8.1 Fluxograma Perturbe e Observe

A estratégia perturbe e observe, é uma das técnicas mais simples e mais utilizadas durante a implementação por diferentes autores, este método consiste em introduzir pequenas perturbações no sistemas e conseguinte avaliar o comportamento da potência

extraída da fonte, mediante a perturbação imposta até que se alcance o máximo ponto de potência chamado de MPP (ESRAM; CHAPMAN, 2007; LIU; KANG; DUAN, 2008). Na Figura 3.14 é possível observar aos detalhes o fluxograma deste algoritmo.

Figura 3.14 – Fluxograma do algoritmo Perturbe e observe



Fonte: Autor.

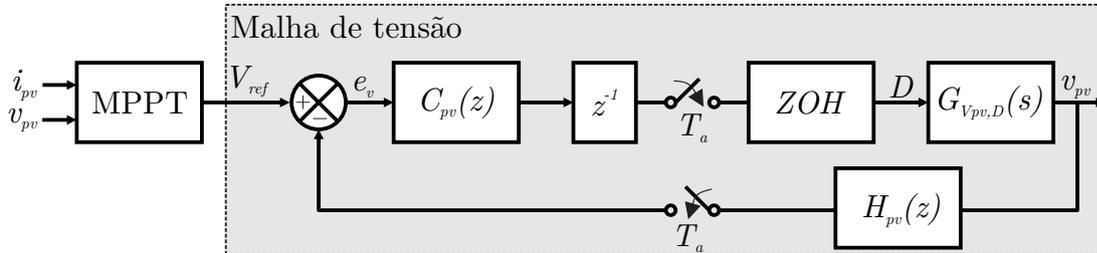
### 3.4 PROJETO DO CONTROLADOR

A estrutura inerente ao sistema de controle adotado é mostrado na Figura 3.15, sendo utilizado um sistema composto por apenas uma malha, isso porque o objetivo preconizado consiste em controlar a tensão de saída do módulo que é a tensão disponível na entrada do conversor.

Esta malha controla a tensão  $V_{cpv}$ , e percebe-se através do diagrama da Figura 3.15 que o MPPT gera uma tensão de referência que é comparada com a tensão de saída do painel, o que gera um erro que passa pelo controlador já discretizado, multiplicado por  $z^{-1}$ ,

a dinâmica de atraso de uma amostra que acontece na atualização da lei de controle, e considerando também o efeito do *PWM* (*ZOH*) com isso é gerado o sinal de razão cíclica para operação do conversor.

Figura 3.15 – Diagrama de Blocos Geral

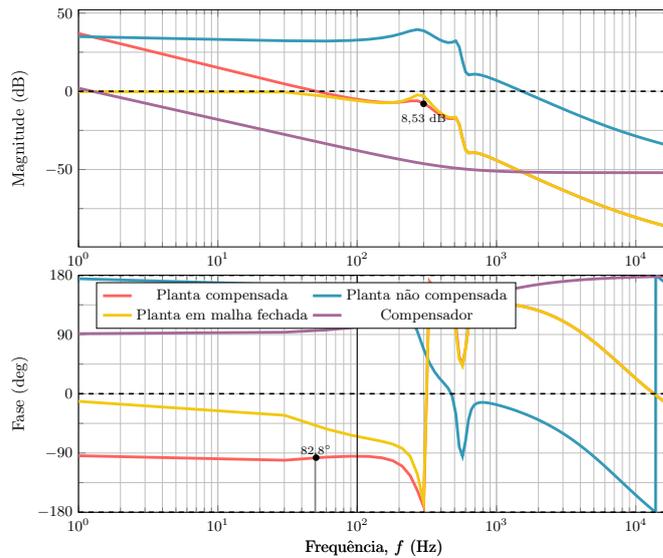


Fonte: Autor.

O diagrama de Bode é apresentado na Figura 3.16 para a planta  $G_{V_{cpv}}^D(s)$ , planta em malha aberta (Compensador x Planta), planta em malha fechada (Compensador x planta / (1 + Compensador x Planta)) e compensador. Para esta análise, um compensador PI é projetado a partir da análise da resposta em frequência do sistema utilizando o ambiente sisotool do MATLAB<sup>®</sup>, pelo que resulta na respectiva função de transferência conforme a equação (3.143).

$$C_{pv}(z) = \frac{-0.002581z + 0.002275}{z - 1}, \tag{3.143}$$

Figura 3.16 – Diagrama de bode do conversor *sepic* com célula dobradora de tensão.



Fonte: Autor.

Este compensador é projetado para uma margem de fase de 82,8°, e uma frequência de cruzamento do ganho de 50,6 Hz, devido a essas características esse sistema apresenta

uma resposta um pouco mais lenta, porém o sistemas conseguiu atingir a estabilidade e reduzir o erro em regime permanente.

Um ponto que é importante mencionar, é que por se trata de uma estratégia que é aplicada de maneira digital o controlador é projetado no tempo discreto, ou seja, no plano  $z$  usando conceito de discretização levando-se em consideração o efeito ZOH e a frequência de amostragem  $T_a$  (FAISTEL et al., 2018; ANDRES, 2018).

Outro aspecto interessante de destacar, é que na maior das aplicações que envolve conversor CC-CC para microinversor não é função do conversor CC-CC realizar o controle da tensão do barramento CC (*link CC*) de acoplamento, isso porque esta operação bem como a correção do fator de potência é feito pelo inversor.

### 3.4.1 Conclusão do capítulo 3

Para este capítulo, foi discutido e apresentado diretamente as questões referentes a análise da estrutura do conversor proposto *sepic* com dobrador de tensão na saída, bem como os aspectos referente ao ganho de tensão ideal, modelagem e controle do conversor usando abordagem por espaço de estado.



## 4 Resultados Experimentais

Para validar as análises apresentadas, um protótipo de aproximadamente 500 W foi projetado, construído e submetido a diversos ensaios de laboratório. O protótipo se refere à topologia do conversor *sepic*. Foi usado uma carga eletrônica, ou seja, um conversor *buck* de 800 V na entrada para simular a carga, afim de facilitar a extração das curvas e potência, desta forma, o ajuste da potência consumida na saída pode ser feito por intermédio da variação da razão cíclica deste conversor. Os valores dos elementos usados no circuito deste protótipo é apresentada na Tabela 4.1, bem como os demais parâmetros práticos utilizados na bancada.

Tabela 4.1 – Parâmetros usado para obter os resultados experimentais.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão entrada	$V_i$	50 V
Tensão saída	$V_o$	800 V
Potência Máxima do Sistema	$P_o$	500 W
Frequência de comutação	$f_s$	50 kHz
Razão cíclica	$D$	0,62
Ganho Estático	$M$	16
<b>Componentes</b>		
MOSFET	$S_1$	IPW60R031CFD7
Indutor	$L_1$	300 $\mu$ H
Capacitor	$C_1 C_2$	3 $\mu$ F
Capacitor	$C_3 C_4 C_5 C_6$	3 $\mu$ F
Capacitor	$C_{o1} C_{o2}$	9 $\mu$ F

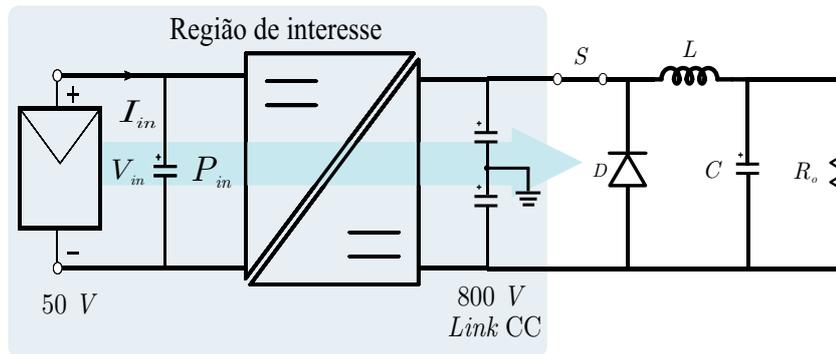
Sendo assim, neste capítulo são apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos com o protótipo implementado incluindo algumas formas de onda de tensão e corrente, medições de eficiência global e ganho estático de tensão.

Para obter as formas de ondas experimentais utilizou-se o osciloscópio Tektronix® DPO3054, no qual foi definida a captura de 1 milhão de pontos em uma janela de amostragem de 4  $\mu$ s.

Por fim, para medir os valores de potência ativa, rendimento e ganho estático de tensão, utilizou-se o analisador de potências Yokogawa® WT1800.

Foi utilizado como fonte de entrada Agilent Technologies® E4360A (1200 W), representada por  $V_i$  na Figura 4.1, bem como emuladora fotovoltaica. A Figura 4.1, também destaca a região de interesse deste estudo.

Figura 4.1 – Diagrama do circuito implementado experimentalmente.

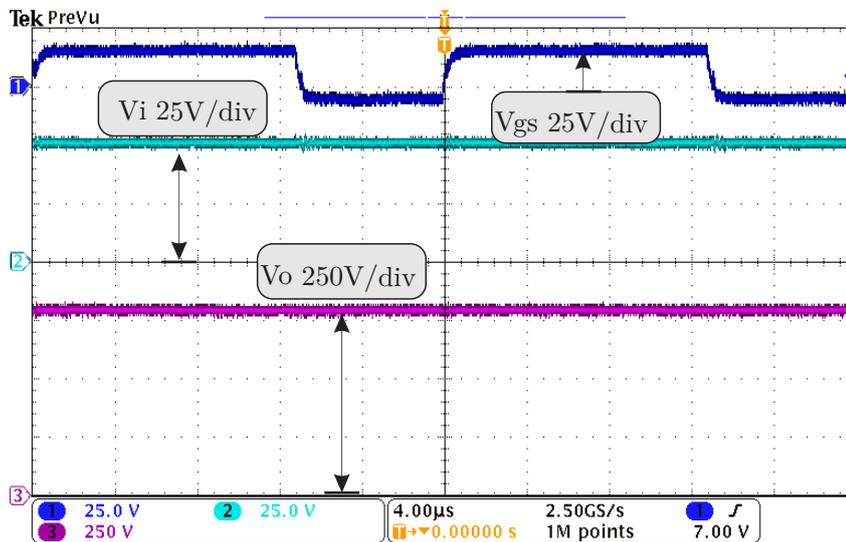


Fonte: Autor.

#### 4.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O FLUXO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR OPERANDO EM MALHA ABERTA

Os resultados experimentais foram adquiridos considerando a tensão do barramento de entrada de  $50\text{ V}$  e potência de  $500\text{ W}$ , sendo que existe hoje disponível no mercado, módulos que entregam esses valores de tensão e potência na sua saída. A Figura 4.2

Figura 4.2 – Formas de onda experimentais das tensões no barramento de entrada  $V_i$  de saída  $V_o$ , e do gate e *sourcer* do MOSFET  $V_{gs}$ .



Fonte: Autor.

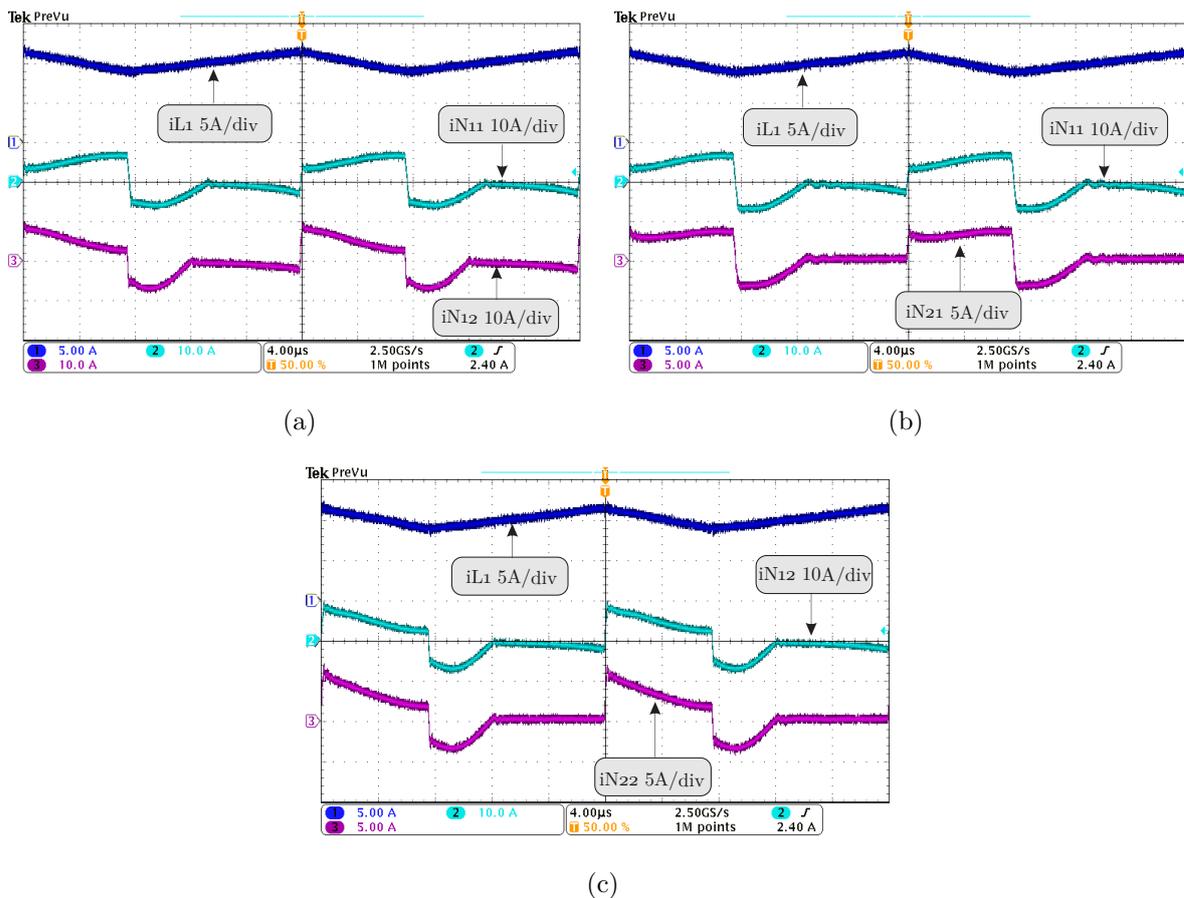
mostra a tensão no barramento de entrada ( $50\text{ V}$ ), a tensão do barramento de saída que é de cerca de ( $800\text{ V}$ ), a tensão na saída do módulo, ou seja, entrada ( $V_i$ ) do conversor *sepic* proposto e a tensão do lado de saída ( $V_o$ ) do respectivo conversor. Também

é mostrado o sinal de tensão entre o *gate* e o *source* do *MOSFET* tido como ( $V_{gs}$ ), o que permite verificar os valor de razão cíclica e frequência de chaveamento usada.

Nesse contexto, a Figura 4.3 (a) ilustra as formas de onda experimentais referentes a corrente no indutor  $L_1$  e as correntes nos primários dos indutores acoplados da topologia usada  $i_{L_{11}}$ ,  $i_{N_{11}}$  e  $i_{N_{12}}$ .

No entanto, a Figura 4.3(b) apresenta a corrente no indutor de entrada  $i_{L_1}$ , bem como as correntes sobre os enrolamento do primário e secundário do indutor acoplado 1  $i_{N_{11}}$  e  $i_{N_{12}}$ . E por fim, na Figura 4.3 (c) é ilustrado as formas de ondas das correntes no indutor de entrada, juntamente com as correntes sobre os enrolamento do primário de secundário indutor acoplado 2  $i_{N_{12}}$  e  $i_{N_{22}}$ .

Figura 4.3 – Formas de onda experimentais do *sepic* proposto. (a) Corrente no indutor de entrada e no primário dos indutor acoplado 1 e 2. (b) Corrente no indutor de entrada, no primário e secundário do indutor acoplado 1. (c) Corrente no indutor de entrada, no primário e secundário do indutor acoplado 2.



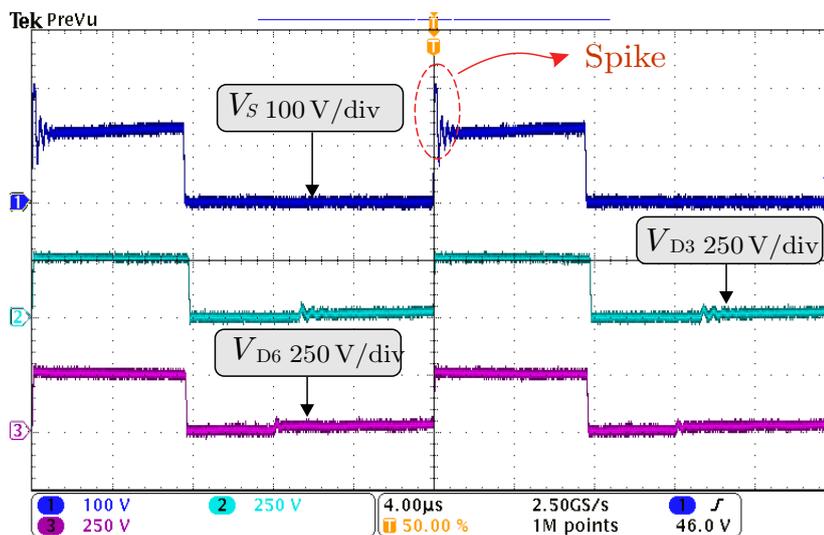
Fonte: Autor.

Ainda a partir da Figura 4.3 é possível observar uma pequena diferença entre as formas de onda nos enrolamentos primários e secundários dos respectivos indutores acoplados, durante a desmagnetização do indutor de entrada. Isso ocorre devido a diferença

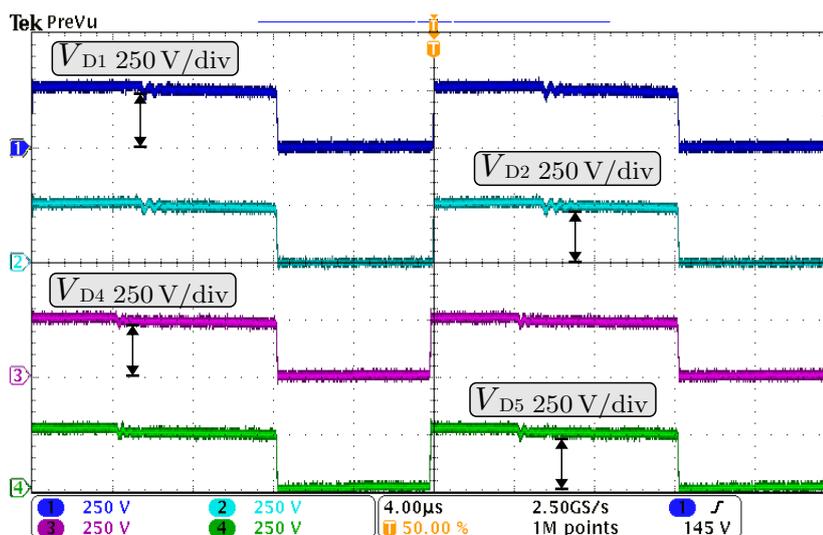
de indutância de dispersão resultante do projeto, que apesar de pequena pode causar esse efeito.

Outras formas de ondas que são importantes de destacar e que também nos ajudam a perceber a operação do conversor em malha aberta, são as dispostas na Figura 4.4(a) e 4.4(b) que apresentam a tensão sobre o interruptor  $S_w$  bem como as tensões sobre os semicondutores, ou seja, diodos  $V_{D3}$  e  $V_{D6}$  que operam durante o período de condução do *MOSFET*.

Figura 4.4 – Formas de onda experimentais do conversor *sepic* proposto. (a) Tensão no interruptor  $V_S$  e nos diodo  $V_{D3}$  e  $V_{D6}$  que conduzem com a chave. (b) Tensão nos diodos  $V_{D1}$ ,  $V_{D2}$ ,  $V_{D4}$  e  $V_{D5}$



(a)

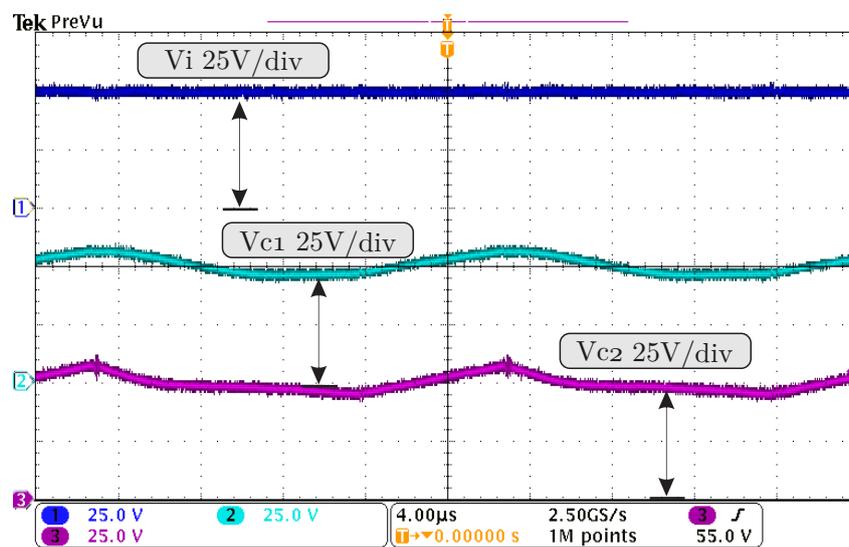


(b)

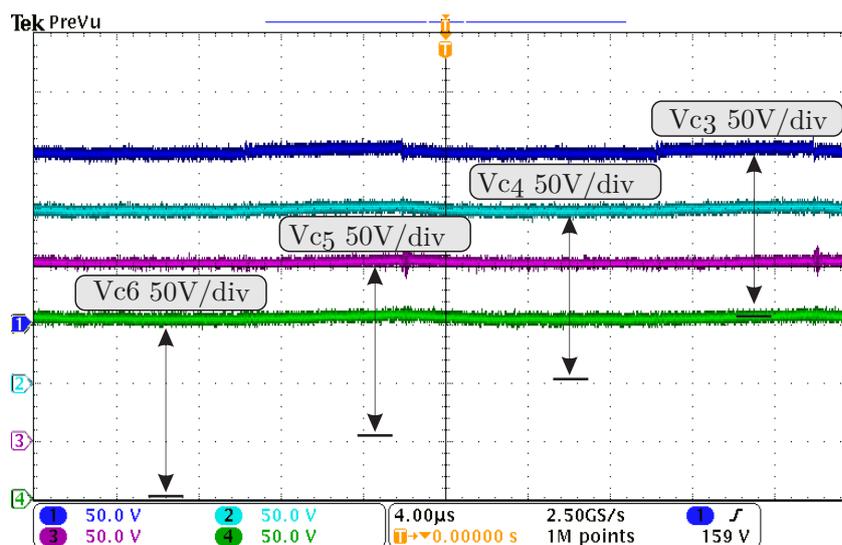
Na Figura 4.4(a), no gráfico da forma de onda da tensão na chave dado na cor azul escura, vale ressaltar o efeito dos elementos parasitas (indutância de dispersão) do indutor acoplado, que causa *spike* (pico elevado) de tensão sobre a chave o que limita sua operação.

Para eliminar esse efeito, em determinadas aplicações são utilizados circuitos grampeadores de tensão que podem ser ativo, passivo ou regenerativo, com o objectivo de grampear a tensão na chave em um valor desejado. Porém essa técnica promove uma redução no rendimento do conversor caso o grampeamento não seja comutação suave.

Figura 4.5 – Formas de onda experimentais do conversor *sepic* proposto. (a) Tensão de entrada e nos Capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . (b) Tensões nos Capacitores intermediários  $C_3$   $C_4$   $C_5$  e  $C_6$ .



(a)

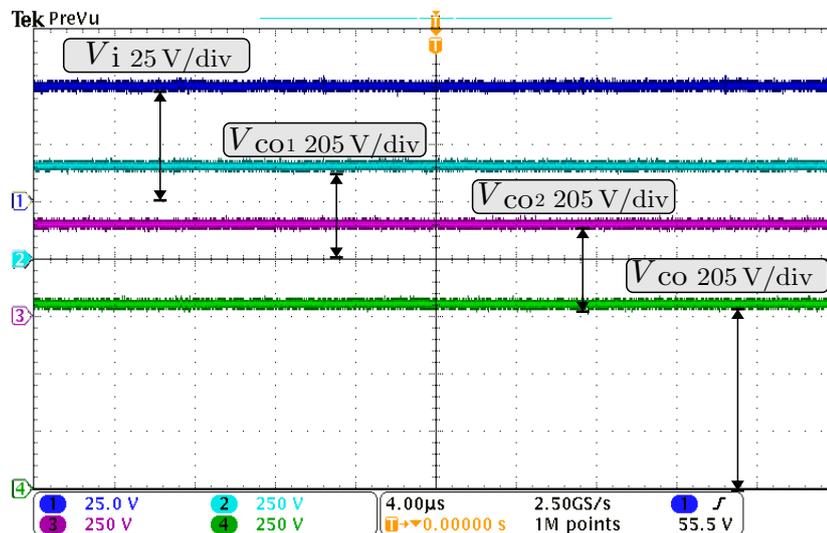


(b)

Sequencialmente, a Figura 4.5(a) mostra as formas de onda tensão sobre os capacitores de entrada juntamente com a tensão de entrada e na Figura 4.5(b) é observado as tensões nos capacitores antes da saída. De observar que as tensões em  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$  apresentam uma ligeira flutuação, que pode ser fruto do efeito de ressonância entre estes capacitores e indutância de dispersão o que de certa forma pode afetar na operação do conversor, bem como o seu desempenho.

Entretanto, na Figura 4.6 é possível observar as formas de ondas das tensões nos capacitores das células que ajudam a promover o alto ganho de tensão. As tensões sobre estes capacitores de saída  $V_{Co1}$ ,  $V_{Co2}$  devem ser equilibradas a fim de garantir uma operação adequada do conversor.

Figura 4.6 – Formas de onda experimentais das tensões nos capacitores de saída das célula de alto ganho  $V_{co1}$  e  $V_{co2}$ , e das tensões de entrada e de saída do conversor.



(a)

Fonte: Autor.

Na Figura 4.6 verifica-se que as tensões  $V_{co1}$  e  $V_{co2}$  encontram-se equilibradas, com o conversor operando na máxima tensão de entrada e de saída desejada. O que permite atingir o ganho de tensão pelo qual o conversor se propõe a alcançar. Sendo assim, pelo que se nota, é possível perceber a operação adequada do conversor em malha aberta.

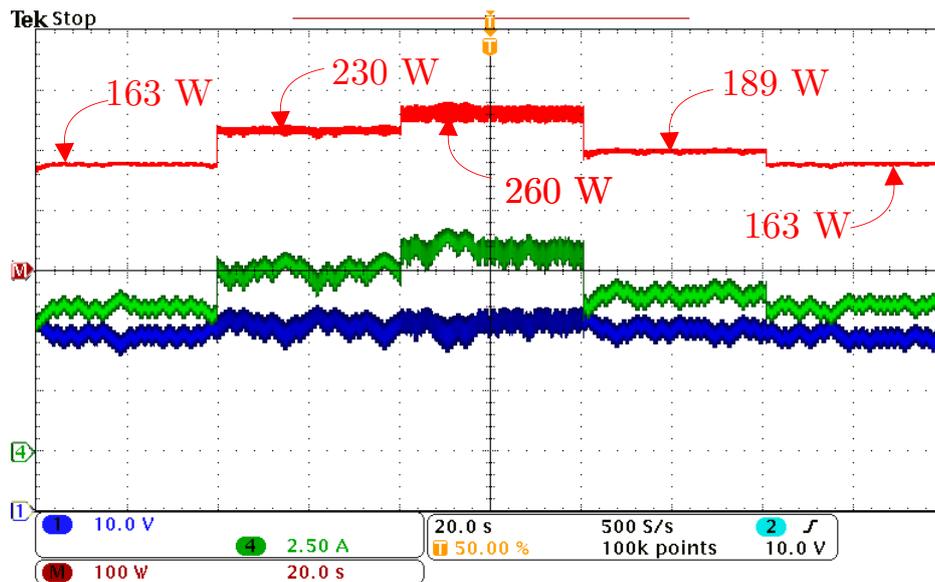
#### 4.1.1 Resultados experimentais para a análise do conversor rastreando a máxima potência

Colocando em prática a utilização do algoritmo de MPPT perturbe e observe, e variando a irradiação à fim de observar as variações de potência inerente a mudança de

irradiação, foi possível testar a operação de rastreo da máxima potência para diferentes situações.

Na Figura 4.7 é possível observar os valores de potência (curva em vermelho) nos diferentes intervalos, simulando um crescimento na irradiação e posterior um sombreamento parcial que resulta em queda na irradiação e consequentemente na potência gerada.

Figura 4.7 – Variação da potência de saída do módulo derivado da variação dos níveis de irradiação.



(a)

Fonte: Autor.

Como observado através dos degrau de potência visto na Figura 4.7, que busca simular uma situação em que o sistema começa operar e que gradualmente a irradiação vai aumento e por tal fato ocorre o aumento da potência extraída até a máxima disponível naquele instante. E por alguma razão ocorre um sombreamento resultado de uma nuvem cobrindo o sistema e que se converte em redução de potência.

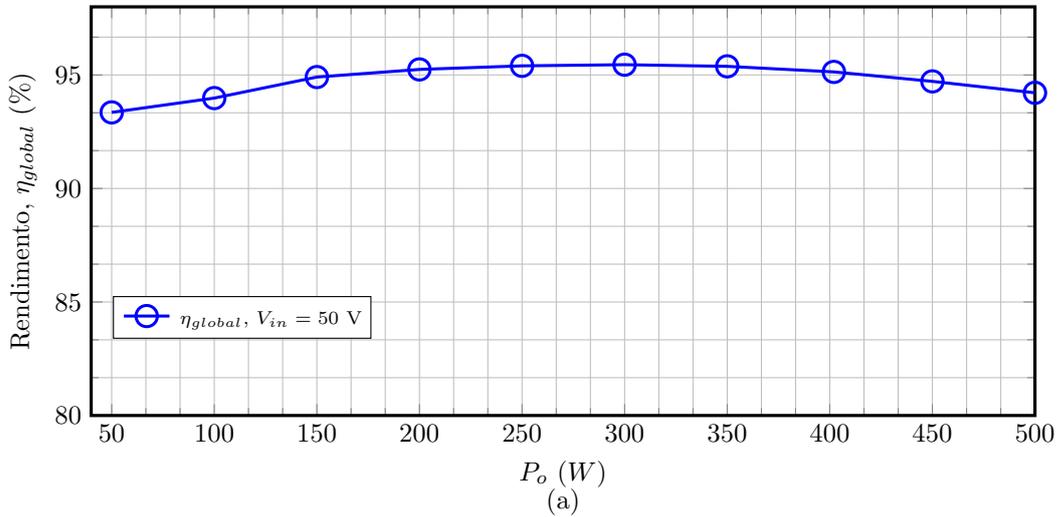
Por outro lado, na Figura 4.7 também é possível observar as formas de ondas de corrente e tensão dadas nas cores verde e azul, isto em igual período, e que resulta na forma de onda de potência alcançada.

Sendo assim, através da Figura 4.7 percebe-se que o conversor CC-CC adotado combinado ao algoritmo de rastreo da máxima potência disponível foi capaz de alcançar os valores preconizados, que por razão de limitação em laboratório estes foram os valores possíveis de rastrear usando o emulador de painel solar fotovoltaico.

No caso do conversor sepic com célula dobradora de tensão, objeto desta dissertação, através da Figura 4.8, que descreve a curva de rendimento versus potência foi possível perceber que o conversor alcançou um rendimento máximo de até 95% para uma potência

de até  $300W$  , e maior que 94% na potência de  $500 W$  para uma tensão de entrada de  $50 V$ .

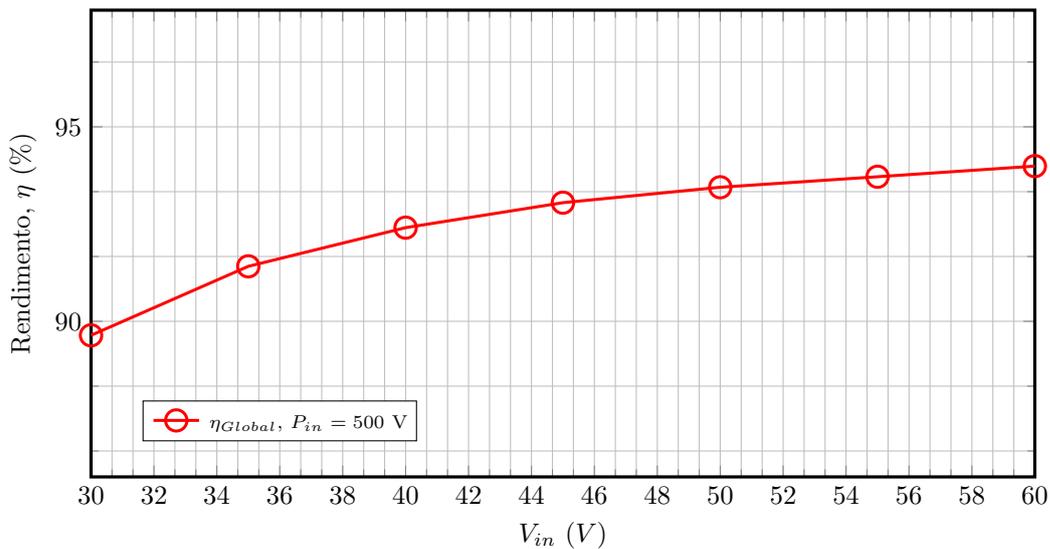
Figura 4.8 – Resultado experimental do rendimento *versus* potência de entrada. (a) Conversor Proposto.



Fonte: Autor.

Por conseguinte, a Figura 4.9 apresenta a curva que relaciona a tensão de entrada e o rendimento do conversor, pelo que se percebe é que para este conversor a medida que aumentarmos a tensão de entrada ocorre um aumento proporcional no rendimento do mesmo, quando considerado uma potência fixa, que no caso da Figura em causa é de  $P_{in} = 500W$ .

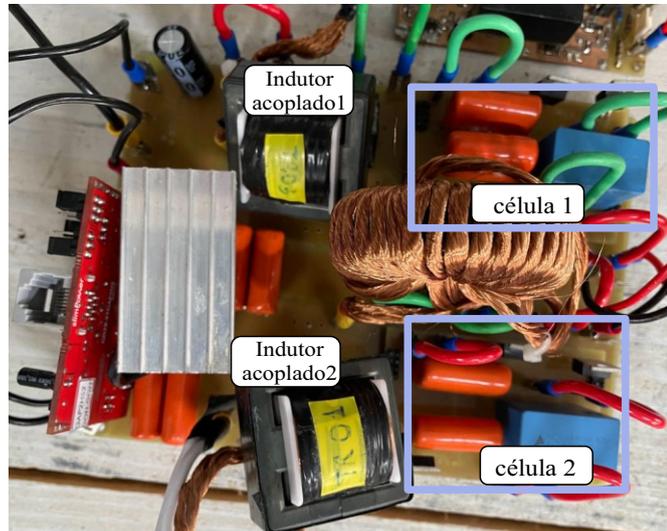
Figura 4.9 – Resultado experimental do rendimento do conversor *versus* tensão de entrada.



Fonte: Autor.

E para ilustrar um pouco do aspecto prático desenvolvido, a Figura 4.10 apresenta a fotografia do protótipo implementado em laboratório.

Figura 4.10 – Visão geral do protótipo desenvolvido.



Fonte: Autor.

O conversor foi construído e montado de forma modular o que permitir uma melhor identificação dos componentes e das células presentes nas áreas destacadas em azul.



## 5 Conclusão Geral

### 5.1 CONCLUSÃO GERAL

Esta dissertação se propôs em apresentar uma topologia de conversor CC-CC de alto ganho, baseado no conversor CC-CC *Sepic*, tem como objetivo opera como bloco CC-CC para aplicação em microinversores. A estrutura do conversor proposto é composto por dois conversor *sepic* isolados, ligados de forma empilhada, dos quais na saída de cada um é colocado uma células que permite dobrar a tensão de saída e o ajuda a alcançar um alto ganho.

A escolha da topologia se dá devido o conversor *sepic* ser uma topologia que apresenta a possibilidade de fazer o uso do transformador e conseqüentemente ser uma topologia que oferece a isolação galvânica, garanti um ganho de tensão através da relação de transformação, baixo valor de razão cíclica e permitir o uso da célula dobradora na saída.

Uma das principais características interessante da topologia além do alto ganho que é possível alcançar, é que a topologia opera com apenas uma chave, o que permite reduzir as perdas e a quantidade de chaves, quando comparados a outras topologias semelhantes disponíveis na literatura, porém, esta sofre elevado esforço devido a alta corrente de entrada, o que certamente pode ser entendido como uma desvantagem para a topologia.

E para uma melhor avaliação da topologia, é desenvolvido a sua modelagem por espaço de estado e por conseguinte a validação dos modelos, bem como o sistema de controle acoplado a algoritmo de rastreamento de máxima potência, utilizado em aplicações envolvendo conversores CC-CC para microinversores.

Para validar as abordagens, um protótipo de aproximadamente 500 W de potência, foi projetado, desenvolvido e submetido a inúmeros ensaios de laboratório para o fluxo de potência direto. Por fim, os resultados experimentais se mostraram condizentes com os resultados das simulações numéricas e de circuito elaboradas nos softwares MATLAB® e PSIM®, os objetivos principais que consistiram em rastrear a máxima potência de um painel fotovoltaico através do emprego deste conversor CC-CC, bem como obter o rendimento do mesmo operando em malha aberta foi alcançado. Em termos de desempenho, o protótipo do conversor CC-CC proposto apresentou um rendimento máximo de 95 % na para uma potência de 300W e 50V de tensão de entrada, e para 500W teve um rendimento maior que 94% o que de alguma forma pareceu satisfatório.

Um aspecto interessante de mencionar consiste na necessidade de melhoria e otimização do projeto dos componentes físicos do conversor, afim de atenuar efeitos

indesejados como spike nas chaves, tamanho dos elementos magnéticos o que limita a operação do conversor.

## 5.2 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

- Aplicação de circuito grampeador na topologia proposta com objetivo de eliminar o spike de tensão sobre o interruptor.
- Análise dos efeitos de ressonância no conversor proposto.
- Implementação de outras técnicas de ganho de tensão com a utilizada do conversor proposto.

## 5.3 PUBLICAÇÕES

Em função das contribuições desta dissertação, foi publicado, e posterior apresentado o artigo acadêmico submetido em congresso:

- MUHONGO, M.L. F. et al. Modeling and Control of Single Switch Isolated SEPIC DC-DC Converter with Stacked Double Output for Photovoltaic Microinverter. **COBEP**, 2023.

## REFERÊNCIAS

- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Revisão das regras aplicáveis à micro e minigeração distribuída – Resolução Normativa nº 482/2012**. Brasília, DF, Brasil, 2018. 60 p. Disponível em: <<https://www.aneel.gov.br/geracao-distribuida>>. Acesso em: 18 de janeiro de 2020.
- ALLUHAYBI, K.; BATARSEH, I.; HU, H. Comprehensive review and comparison of single-phase grid-tied photovoltaic microinverters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 8, n. 2, p. 1310–1329, 2020.
- ANDRADE, A. M. S. S. **Microinversores baseados na topologia meia-ponte isolada alimentada em corrente**. 2018. 160 p. Tese (Doutorado em engenharia elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2018.
- 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, 2017.
- ANDRADE, A. M. S. S. A.; MARTINS, M. L. S. Isolated boost converter based high step-up topologies for pv microinverter applications. In: **IET Power Electronics**. [S.l.: s.n.], 2020. v. 13, n. 7, p. 1353–1363.
- ANDRADE, J. M. de et al. General method for synthesizing high gain step-up dc–dc converters based on differential connections. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 12, p. 13239–13254, 2020.
- ANDRES, B. **Projeto e implementação de um conversor modular integrado para conexão de geração fotovoltaica à rede elétrica**. 2018. 213 p. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2018.
- ANDRES, B. et al. Estudo comparativo de células elevadoras de tensão aplicadas ao conversores sepic isolado. **12º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle**, 2019.
- ANEEL. Resolução normativa 482/2012. 2012.
- \_\_\_\_\_. Resolução normativa 687/2015. 2015.
- ANWARI, M.; HAMID, M. I.; TAUFIK. Photovoltaic energy conversion system using single-phase grid-tied inverter. In: **INTELEC 2009 - 31st International Telecommunications Energy Conference**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.
- ARAUJO, S. V.; ZACHARIAS, P.; MALLWITZ, R. Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 9, p. 3118–3128, 2010.

BAEK, J. W. et al. High boost converter using voltage multiplier. In: **31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 6 pp.–.

BANDARA, K.; SWEET, T.; EKANAYAKE, J. Photovoltaic applications for off-grid electrification using novel multi-level inverter technology with energy storage. **Renewable Energy**, v. 37, p. 82–88, 01 2012.

BELLIDO, M. M. H. **Microrredes Elétricas: Uma Proposta De Implementação No Brasil**. 2018. 211 p. Tese (Doutorado em Planejamento Energético) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio De Janeiro, Brasil, 2018.

BELTRAME, R. C. Modeling of a boost converter operating in continuous and discontinuous conduction modes. 2010.

BLAABJERG, F. F.; CHEN, Z.; KJAER, S. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 5, p. 1184 – 1194, 2004.

BOSE, B. K. Energy, environment, and advances in power electronics. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 15, n. 4, p. 688–701, 2000.

BRITISH PETROLEUM. Londres, UK, 2021. Disponível em: <<https://www.bp.com/en/global/corporate/energy-economics/statistical-review-of-world-energy.html>>. Acesso em: 03 de maio de 2021.

CALAIS, M. et al. Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview. In: **2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 4, p. 1995–2000 vol.4.

CHANG, C. H. et al. Design and implementation of a two-switch buck-boost typed inverter with universal and high-efficiency features. **9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)**, p. 2737–2743, 2015.

CHEN, J.; MAKSIMOVIĆ, D.; ERICKSON, R. Buck–boost pwm converters having two independently controlled switches. In: **2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 736–741.

CHEN, L. et al. Design and implementation of three-phase two-stage grid-connected module integrated converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 3881–3891, 2014.

CHEN, S. M. et al. A boost converter with capacitor multiplier and coupled inductor for ac module applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1503–1511, 2013.

- CHO, Y. et al. Analog maximum neural network circuits using the switched capacitor technique. In: **[Proceedings] 1991 IEEE International Joint Conference on Neural Networks**. [S.l.: s.n.], 1991. p. 1906–1911 vol.3.
- DARWISH, M.; MEHTA, P. Switched-capacitor technique for power electronic applications. In: **21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists**. [S.l.: s.n.], 1990. p. 698–704.
- DESAI, H. P.; PATEL, H. K. Maximum power point algorithm in pv generation: An overview. In: **2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 624–630.
- DICKSON, J. Production of high velocity positive ions. **Proc. Roy. Soc., A**, v. 136, n. 3, p. 619–630, 1932.
- \_\_\_\_\_. On-chip high-voltage generation in mmos integrated circuits using an improved voltage multiplier technique. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 11, n. 3, p. 374–378, 1976.
- DÍAZ-GONZÁLEZ, F. D. et al. A review of energy storage technologies for wind power applications. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 16, n. 4, p. 2154–2171, 2012. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032112000305>>.
- EDWIN, F.; XIAO, W.; KHADKIKAR, V. Topology review of single phase grid-connected module integrated converters for pv applications. In: **IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 821–827.
- ENERGY INSTITUTE. **2023 Statistical Review of World Energy**. Londres, UK, 2023. Disponível em: <<https://www.energyinst.org/statistical-review>>. Acesso em: 05 de agosto de 2023.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. New York: Springer US, 2001. 883 p. ISBN 978-0-7923-7270-7.
- ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. **IEEE Transactions on energy conversion, IEEE**, v. 22, n. 2, p. 439–449, 2007.
- EWERLING, M.; LAZZARIN, T. T. B.; FONT, C. Conversor cc-cc isolado do tipo sepic com redução dos esforços de tensão nos semicondutores. In: **Revista Eletronica de potencia (Brazilian Journal of power electronics)**. [S.l.: s.n.], 2020. v. 25, n. 4, p. 481–491.
- FAISTEL, T. M. K. **Modelagem e Controle de um Conversor Ćuk Isolado com Célula R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> e Multiplicador de Tensão**. 2018. 153 p. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2018.

FAISTEL, T. M. K. **Conversores compostos para interlink entre os barramentos de baixa e extrabaixa tensão de nanorredes CC**. 2022. 217 p. Dissertação (Doutorado em engenharia elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2022.

FAISTEL, T. M. K. et al. Modelagem e controle de um conversor  $\hat{C}uk$  isolado com célula  $r\hat{2}p\hat{2}$ . **22th Congresso Brasileiro de Automática (CBA)**, p. 1–8, 2018.

FOROUZESH, M. et al. A survey on voltage boosting techniques for step-up dc-dc converters. In: **2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8.

FRANCOIS, B.; HAUTIER, J. Multilevel structures for four-level dc/dc voltage conversions: Enhanced analysis and control design issues. In: **2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 932–937 vol.2.

GIRI, R.; AYYANAR, R.; LEDEZMA, E. Input-series and output-series connected modular dc-dc converters with active input voltage and output voltage sharing. In: **Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 3, p. 1751–1756 Vol.3.

GIRI, R.; AYYANAR, R.; MOHAN, N. Common duty ratio control of input series connected modular dc-dc converters with active input voltage and load current sharing. In: **Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 322–326 vol.1.

GOMES, A. C. **Microrredes c.c.: distribuição de potência e modelo estático com base no controle por droop e MPPT**. 127 p. Tese (Doutorado em engenharia elétrica) — UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA, Uberlândia, Brasil, 2018.

GONÇALVES, T. A. **Conversor Boost com Indutor acoplado de arranjo diferencial com Grampeador ativo com comutação em zero de tensão**. 2022. 131 p. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2022.

GUAN, Y. et al. Review of high-frequency high-voltage-conversion-ratio dc-dc converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics**, v. 2, n. 4, p. 374–389, 2021.

GUISSO, R. A. **Inversor Multiníveis *quasi-Z-source* com Fonte CC Única e Compartilhamento de Potência Ativa Entre os Módulos**. 146 p. Tese (Doutorado em engenharia elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2019.

HADJIPASCHALIS, I.; POULLIKKAS, A.; EFTHYMIIOU, V. Overview of current and future energy storage technologies for electric power applications. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 13, p. 1513–1522, 08 2009.

- HAOMING, Z. et al. Application of super capacitor with full-digital converter in hybrid electric vehicle energy transmission system. In: **2008 27th Chinese Control Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 212–215.
- HART, D. W. **Electronica de Potência: análise e projetos de circuitos**. 1. ed. Porto alegre: AMGH, 2012. 495 p.
- HASAN, R.; MEKHILEF, S. Grid connected isolated pv microinverters: Review. **Renewable and sustainable Energy Reviews**, v. 67, p. 1065–1080, 2017.
- HATZIARGYRIOU, N. **Microgrids: Architectures and Control**. 1. ed. [S.l.]: Wiley, 2014. 340 p. ISBN 978-1-118-72068-4.
- HAVIV, S. et al. Luminescent solar power - quantum separation between free energy and heat for cost effective base load solar energy generation. In: . [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–1.
- HUBER, L.; JOVANOVIĆ, M. A design approach for server power supplies for networking applications. In: **APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058)**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 1163–1169 vol.2.
- IEA. Co<sub>2</sub> emissions from fuel combustion highlights. Paris, 2015.
- \_\_\_\_\_. Co<sub>2</sub> emissions in 2022. Paris, 2023. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/co2-emissions-in-2022>>. Acesso em: 08 de agosto de 2023.
- IKEDA, S. et al. High frequency resonant sepic converter with small turn-on current noises. In: **2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 216–218.
- INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY AGENCY. **Transições Energeticas Mundias panorama 2022 via do 1,5°C**. Abu Dhabi, UK, 2022. Disponível em: <<https://www.irena.org/Publications/2023/Jul/Renewable-energy-statistics-2023>>. Acesso em: 07 de agosto de 2023.
- \_\_\_\_\_. **Renewable energy statistics 2023**. Abu Dhabi, UK, 2023. Disponível em: <<https://www.irena.org/Publications/2023/Jul/Renewable-energy-statistics-2023>>. Acesso em: 07 de agosto de 2023.
- IOINOVICI, A. Switched-capacitor power electronics circuits. **IEEE Circuits and Systems Magazine**, v. 1, n. 3, p. 37–42, 2001.
- JANG, M.; JOVANOVIĆ, M. M. . Interleaved boost converter with intrinsic voltage-doubler characteristic for universal-line pfc front end. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 4, p. 1394–1401, 2007.
- JORGE, M. A modeling and simulation of optimized interconnection between dc microgrids with novel strategies of voltage, power and control. In: **2017 IEEE Second International Conference on DC Microgrids (ICDCM)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 536–541.

JUNIOR, L. G. et al. Evaluation of integrated inverter topologies for low power pv systems. In: **2011 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 35–39.

KADRI, R. et al. Performance analysis of transformless single switch quadratic boost converter for grid connected photovoltaic systems. **The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010**, p. 1–7, 2010.

KANTAK, K. Coupled inductor characterization and spice modeling. In: **Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.: s.n.], 1990. p. 330–335.

KHAN, M. S.; NAG, S. S.; DAS, A. Bidirectional non-isolated buck-boost three-phase unfolding based electric vehicle powertrain using voltage balancer. In: **2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6.

KIM, J.; YON, J.; CHO, B. Modeling, control, and design of input-series-output-parallel-connected converter for high-speed-train power system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 48, n. 3, p. 536–544, 2001.

KJAER, S.; PEDERSEN, J.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005.

KUMAR, A. et al. Two coupled inductor based high gain dc-dc converters. In: **2019 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–7.

LEVRON, Y.; ERICKSON, R. W. High weighted efficiency in single-phase solar inverters by a variable-frequency peak current controller. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 248–257, 2016.

LI, Q.; WOLFS, P. A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different dc link configurations. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1320–1333, 2008.

LI, S. et al. A family of resonant two-switch boosting switched-capacitor converter with zvs operation and a wide line regulation range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 1, p. 448–459, 2017.

LIAN, Y.; HOLLIDAY, D.; FINNEY, S. Modular input-parallel-output-series dc/dc converter control with fault detection and redundancy. In: **11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–8.

LIANG, T.; TSENG, K. R. Analysis of integrated boost-flyback step-up converter. **IEEE Proceedings-Electric Power Applications**, v. 152, n. 2, p. 217–225, 2005.

- LIANG, T. J.; KUO, Y. C. Single stage photovoltaic energy conversion system. **IEEE Proceedings Electric Power Applications**, v. 148, n. 4, p. 339–344, 2001.
- LIAO, C. et al. A pv micro-inverter with pv current decoupling strategy. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 8, p. 6544–6557, Aug. 2017.
- LIN, P.; CHUA, L. Topological generation and analysis of voltage multiplier circuits. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, v. 24, n. 10, p. 517–530, 1977.
- LINEAR TECHNOLOGY. [S.l.], 1988. Disponível em: <<https://www.tme.eu/Document/ce1b6816e66f75a24967e43c81b2b4e6/1054lfg.pdf>>. Acesso em: Março de 2023.
- LIU, F.; KANG, Y.; DUAN, S. Comparison of p&o and hill climbing mppt methods for grid-connected pv generator. In: **3th IEEE Conference on Industrial Electronics and Application(ICIEA)**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 804–807.
- LUO, S. et al. A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules. In: **30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)**. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 901–908 vol.2.
- MAK, O. C.; WONG, Y. C.; IOINOVICI, A. Step-up dc power supply based on a switched-capacitor circuit. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 42, n. 1, p. 90–97, 1995.
- MAKSIMOVIC, D.; CUK, S. Switching converters with wide dc conversion range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 6, n. 1, p. 151–157, 1991.
- MANIAS, S.; KOSTAKIS, G. A modular dc-dc converter for high output voltage applications. In: **Proceedings. Joint International Power Conference Athens Power Tech.**, [S.l.: s.n.], 1993. v. 1, p. 84–91.
- MAREY, A. et al. Dc/dc converter for 400v dc grid system. In: **2022 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2022 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6.
- MASSEY, R. P.; SNYDER, E. C. High voltage single-ended dc-dc converter. In: **1977 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1977. p. 156–159.
- MATSUO, H.; HARADA, K. The cascade connection of switching regulators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-12, n. 2, p. 192–198, 1976.
- MEDDAH, M.; BOURAHLA, M.; BOUCHETATA, N. Synthèse des convertisseurs statiques dc/ac pour les systèmes photovoltaïques. **Revue des Energies Renouvelables ICESD**, v. 11, p. 101 – 112, 2011.
- MEINHARDT, M.; CRAMERAND, G. Past, present and future of grid connected photovoltaic- and hybrid-power-systems. **IEEE Power Engineering Society Summer Meeting**, v. 2, p. 1283–1288, 2000.

MEINHARDT, M. et al. Miniaturised "low profile" module integrated converter for photovoltaic applications with integrated magnetic components. In: **APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285)**. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 305–311 vol.1.

MEINHARDT, M.; WIMMER, D. Multi string converter. the next step in evolution of string-converter technology. In: . [S.l.: s.n.], 2001.

MIDDLEBROOK, R. D.; ČUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: **1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1976. p. 18–34.

\_\_\_\_\_. 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.

MINISTÉRIO DO MEIO AMBIENTE. **Efeito Estufa e Aquecimento Global**. 2012. Disponível em: <<https://www.mma.gov.br/informma/item/195-efeito-estufa-e-aquecimento-global.html>>. Acesso em: 20 de janeiro de 2020.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics. Converters, Applications and Design**. 3. ed. New York: John Wiley & Sons, 2003. 802 p.

Morais, A. S.; Lopes, L. A. C. Interlink converters in dc nanogrids and its effect in power sharing using distributed control. p. 1–7, 2016.

MYRZIK, J.; CALAIS, M. String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review. In: **2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 8 pp. Vol.2–.

Nasir, M. et al. A decentralized control architecture applied to dc nanogrid clusters for rural electrification in developing regions. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 2, p. 1773–1785, 2019.

NGO, K.; WEBSTER, R. Steady-state analysis and design of a switched-capacitor dc-dc converter. In: **PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1992. p. 378–385 vol.1.

NURUNNABI, M.; ROY, N. K.; MAHMUD, M. A. Investigating the environmental and socio-economic impacts of grid-tied photovoltaic and on-shore wind systems in bangladesh. **IET Renewable Power Generation**, v. 12, n. 9, p. 1082–1090, 2018.

OLDENKAMP, H.; JONG, d. I. Ac modules: past, present and future. **Workshop Installing the solar solution**, p. 22–23, 1998.

OLDENKAMP, H. et al. Advanced high frequency switching technology of ok4 ac module inverters break the 1 us\$/watt price barrier. p. 2218–2221, 1997.

- PAGLIOSA, M. A. **Conexão série de conversores modulares: metodologia para análise do auto-equilíbrio das tensões e estudo do conversor Flyback a duas chaves**. 2018. 207 p. Doutorado em engenharia elétrica — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2018.
- PARMAR, R. et al. Solar photovoltaic power converters: Technologies and their testing protocols for indian inevitabilities. In: **2019 International Conference on Power Electronics, Control and Automation (ICPECA)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.
- PENG, F.; F., Z.; QIAN, Z. A novel compact dc-dc converter for 42 v systems. In: **IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 33–38 vol.1.
- PRUDENTE, M. et al. Voltage multiplier cells applied to non-isolated dc-dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 2, p. 871–887, 2008.
- QIAN, J.; ZHAO, Q.; LEE, F. Single-stage single-switch power-factor-correction ac/dc converters with dc-bus voltage feedback for universal line applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 6, p. 1079–1088, 1998.
- RAHIM, O. A.; ALI, Z. M.; KAMEL, S. Switched inductor switched capacitor based active network inverter for photovoltaic applications. In: **2018 International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering (ITCE)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 410–412.
- RAHIM, O. A. et al. Switched inductor boost converter for pv applications. In: **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 2100–2106.
- RASHID, M. **Power Electronics: Circuits Devices e applications**. 4. ed. [S.l.]: Person Education, 2013. ISBN 97801334-05408.
- REDL, R.; BALOGH, L.; SOKAL, N. A new family of single-stage isolated power-factor correctors with fast regulation of the output voltage. In: **Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference - PESC'94**. [S.l.: s.n.], 1994. v. 2, p. 1137–1144 vol.2.
- RENESAS ELECTRONICS CORPORATION. [S.l.], 1994. Disponível em: <<https://www.renesas.com/us/en/document/apn/an051-principles-and-applications-icl7660-cmos-voltage-converter>>. Acesso em: Abril de 1994.
- RODRIGUEZ, C.; AMARATUNGA, G. A. J. Long-lifetime power inverter for photovoltaic ac modules. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 7, p. 2593–2601, 2008.
- ROMITTI, L. et al. Modelagem e controle de um conversor sepic isolado com célula elevada de tensão para aplicação em microinversores fotovoltaicos. **SBA Sociedade Brasileira de Automática**, v. 2, n. 1, 2020.

ROY, J.; AYYANAR, R. Sensor-less current sharing over wide operating range for extended-duty-ratio boost converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 11, p. 8763–8777, 2017.

SALVADOR, M. A. et al. Methodology for synthesis of high-gain step-up dc–dc converters based on differential connections. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, Wiley Online Library, v. 49, n. 2, p. 306–326, 2021.

SANTOS, N. G. F. dos. **Conversores CC–CC Bidirecionais Para Regulação Série De Tensão Aplicados Em Sistemas Fotovoltaicos**. 207 p. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2020.

SASIDHARAN, N.; SINGH, J. G. A novel single-stage single-phase recon-  
gurable inverter topology for a solar powered hybrid ac/dc home. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 4, p. 2820–2828, April. 2017. ISSN 0278-0046.

SCHMITZ, L.; MARTINS, D. C.; COELHO, R. F. Generalized high step-up dc-dc boost-based converter with gain cell. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 64, n. 2, p. 480–493, 2016.

SCHONBERGER, J. A single phase multi-string pv inverter with minimal bus capacitance. In: **2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10.

SHIMIZU, T.; WADA, K.; NAKAMURA, N. Flyback-type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the dc input for an ac photovoltaic module system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 5, p. 1264–1272, 2006.

TAKAHASHI, K.; FUJINUMA, S.; HOSHI, N. Experimental discussion on duty ratio obtaining higher efficiency for cascaded three-stage boost converter for fuel cells. **7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**, p. 1168–1173, 2018.

TEXAS INSTRUMENTS. [S.l.], 1990. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lt1054.pdf>>. Acesso em: Março de 2023.

TRUBITSYN, A. et al. High-efficiency inverter for photovoltaic applications. In: **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2803–2810.

TSENG, K. C.; LIANG, T. J. Novel high-efficiency step-up converter. In: **IEE Proc. Elect. Power App.** [S.l.: s.n.], 2004. v. 151, n. 2, p. 182–190.

TYMERSKI, R.; VORPERIAN, V. Generation and classification of pwm dc-to-dc converters. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 24, n. 6, p. 743–754, 1988.

- UMENO, T. et al. New switched-capacitor dc-dc converter with low input current ripple and its hybridization. In: **Proceedings of the 33rd Midwest Symposium on Circuits and Systems**. [S.l.: s.n.], 1990. p. 1091–1094 vol.2.
- VIGNESHWARI, C. A. et al. Performance and economic study of on-grid and off-grid solar photovoltaic system. In: **2016 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 239–244.
- VILLALVA, M. G. **Energia solar fotovoltaica conceitos e aplicações**. 2. ed. São Paulo: Érica, 2014. 228 p. ISBN 978-0-85-365-0978-5.
- VIOLA, F. et al. Technical and economical evaluation on the use of reconfiguration systems in some EU countries for pv plants. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 2, p. 1308–1315, 2017.
- VOGELSBERGER, M. A.; WIESINGER, T.; ERTL, H. Life-cycle monitoring and voltage-managing unit for dc-link electrolytic capacitors in pwm converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 2, p. 493–503, 2011.
- VORPERIAN, V. Synthesis of medium voltage dc-to-dc converters from low-voltage, high-frequency pwm switching converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 5, p. 1619–1635, 2007.
- WALKER, G.; SERNIA, P. Cascaded dc-dc converter connection of photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 4, p. 1130–1139, 2004.
- WANG, Y.; YU, X. Comparison study of mppt control strategies for double-stage pv grid-connected inverter. In: **IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1561–1565.
- WEI, Q. et al. Model predictive control of capacitor voltage balancing for cascaded modular dc-dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 1, p. 752–761, 2016.
- WEINBERG, A. H.; SCHREUDERS, J. A high-power high-voltage dc-dc converter for space applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, PE-1, n. 3, p. 148–160, 1986.
- WENK, M. **Estudo, Modelagem E Controle De Conversor Cc-cc Bidirecional Não-isolado Baseado Na Célula De Comutação De Três Estados**. 2019. 160 p. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica) — Universidade Do Estado De Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2019.
- WITULSKI, A. Introduction to modeling of transformers and coupled inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 3, p. 349–357, 1995.

WONG, Y.; MAK, O.; IOINOVICI, A. Development of boost converter based on switched-capacitor circuits. In: **Proceedings of TENCON '93. IEEE Region 10 International Conference on Computers, Communications and Automation**. [S.l.: s.n.], 1993. v. 5, p. 522–525 vol.5.

WU, T. F.; CHEN, Y. K. Modelagem de conversores de estágio único com alto fator de potência e regulação rápida. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 3, p. 585–593, 1999.

WU, T. F.; YU, T. H. Unified approach to developing single-stage power converters. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 34, n. 1, p. 211–223, 1998.

YAMMAHI, H. A.; AL-HINAI, A. Intelligent frequency control using optimal tuning and demand response in an ac microgrid. In: **2015 International Conference on Solar Energy and Building (ICSobEB)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5.

YIBO, W.; HONGHUA, X. Research and practice of designing hydro/photovoltaic hybrid power system in microgrid. In: **2013 IEEE 39th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1509–1514.

YUAN, J. et al. An overview of photovoltaic microinverters: Topology, efficiency, and reliability. In: **2019 IEEE 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.

ZHANG, D. et al. Model predictive control of three-level bidirectional dc-dc converter based on super capacitor energy storage system. In: **2020 International Conference on Electrical Engineering (ICEE)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–5.

ZHANG, F.; PENG, F.; QIAN, Z. Study of the multilevel converters in dc-dc applications. In: **2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 1702–1706 Vol.2.

ZHAO, Q.; LEE, F. High-efficiency, high step-up dc-dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 1, p. 65–73, 2003.

ZHOU, Y.; LIU, L.; LI, H. A high-performance photovoltaic module-integrated converter (mic) based on cascaded quasi-z-source inverters (qzsi) using egan fets. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2727–2738, 2013.

ZHU, F.; LI, Q. Coupled inductors with an adaptive coupling coefficient for multiphase voltage regulators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 38, n. 1, p. 739–749, 2023.

ZIENTARSKI, J. R. R. **Contribuições ao Estudo de Conversores CC–CC com Processamento Parcial de Energia Aplicados a Sistemas Fotovoltaicos**. 2017. 234 p. Tese (Doutorado em engenharia elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2017.