

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

Jonatan Rafael Rakoski Zientarski

**CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO DE CONVERSORES
CC-CC COM PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA
APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Santa Maria, RS
2017

Jonatan Rafael Rakoski Zientarski

**CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO DE CONVERSORES CC-CC
COM PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA
APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

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

Orientador: Prof. Dr. Hélio Leães Hey
Coorientador: Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins

Santa Maria, RS
2017

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

Zientarski, Jonatan Rafael Rakoski
Contribuições ao estudo de conversores CC-CC com
processamento parcial de energia aplicados a sistemas
fotovoltaicos / Jonatan Rafael Rakoski Zientarski - 2017
234 p. ; 30 cm

Orientador: Hélio Leães Hey
Coorientador: Mário Lúcio da Silva Martins
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria,
Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2017

1. Engenharia elétrica 2. Eletrônica de potência 3.
Energias renováveis 4. Conversores CC-CC 5. Processamento
parcial de energia I. Hey, Hélio Leães II. Martins, Mário
Lúcio da Silva III. Título.

© 2017

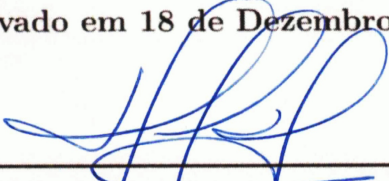
Todos os direitos autorais reservados a Jonatan Rafael Rakoski Zientarski. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.
Endereço: Rua Ernesto Fantin, Nº 625, Bairro Quartel, Videira, SC, Brasil, CEP: 89560-000;
Endereço Eletrônico: jonatan@ifc-videira.edu.br

Jonatan Rafael Rakoski Zientarski

**CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO DE CONVERSORES CC-CC COM
PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA APLICADOS A
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

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

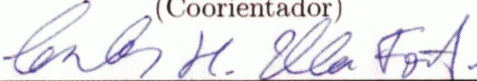
Aprovado em 18 de Dezembro de 2017:



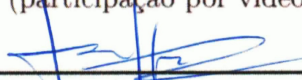
Hélio Leães Hey, Dr. (UFSM)
(Presidente/ Orientador)



Mário Lúcio da Silva Martins, Dr. (UFSM)
(Coorientador)



Carlos Henrique Illa Font, Dr. (UTFPR-PG)
(participação por videoconferência)



Fabrício Hoff Dupont, Dr. (UNOCHAPECÓ)



José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)



Rafael Concatto Beltrame, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS, Brasil

2017

Dedicado a Valdi, Sirlei, Renan, Tiago e Patrícia

AGRADECIMENTOS

Acredito que a conclusão de um doutorado é o resultado de uma longa trajetória que envolve muito esforço e amadurecimento. Porém, não posso me orgulhar sozinho: só cheguei até aqui porque recebi o apoio de diversas pessoas. Por isso, quero agradecer a todos que me ajudaram nesta jornada, seja por compartilharem seus conhecimentos e experiências, ou simplesmente pelo carinho e amizade.

Ao professor Hélio Leães Hey, que confiou em mim como aluno e acabou se tornando muito mais do que um orientador: foi um tutor e um grande amigo. Além de me ensinar conhecimentos técnicos, tornou-se um exemplo de profissionalismo, caráter e dedicação.

Aos demais professores do PPGEE, em especial: aos professores Mário Lúcio da Silva Martins e José Renes Pinheiro, que contribuíram significativamente na minha formação e na construção deste trabalho; aos professores Cassiano Rech e Robinson Figueiredo de Camargo, que há muito tempo influenciaram positivamente no rumo que resolvi seguir; e aos professores Rodrigo Padilha Vieira, Rafael Concatto Beltrame e Jorge Antônio Massing, que em alguns momentos foram colegas e em outros professores.

À minha família, em especial aos meus pais, Valdi e Sirlei, por apoiarem minhas escolhas e por terem me proporcionado as condições necessárias para meu desenvolvimento pessoal e profissional.

À minha querida e amada noiva, Patrícia Frizzo, por me apoiar ao longo de tantas idas e vindas, sofrer junto comigo o ônus das minhas escolhas e estar presente nos momentos que me fazem feliz.

Ao colega Marcelo Henrique Fracaro, que me auxiliou na montagem dos protótipos, e aos demais amigos do GEPOC, antigos e recentes, com os quais tive a oportunidade de partilhar momentos de aprendizado mútuo e descontração, entre eles: Ademir Toebe, Adriano Toniolo de Oliveira, André Nicolini, Antônio Andrade, André Meurer, Bernardo Andres, Caio Osorio, Cindy Ortiz, Cleber Zanatta, Diorge Zambra, Éder Bridi, Fabricio Cazakevicius, Fabrício Dupont, Fernando Beltrame, Guilherme da Silva, Hamilton Sartori, João Lenz, Jonas Tibola, Josemar Quevedo, Julian Giacomini, Julio Maragaño, Jumar Russi, Lucas Bellinaso, Marcos Treter, Henrique Figueira, Henrique Jank, João Manoel Lenz, Rafael Scapini, Renan Piveta, Rodrigo Cordeiro, Rodrigo Krug (*in memoriam*), Ronaldo Guisso, Samuel Queiroz, Tadeu Vargas, Thieli Gabbi, Tiago Faistel, William Venturini e Wilmar Pineda.

Aos funcionários da UFSM, André Borniatti, Luciana Kapelinski, Luiz Fernando Martins e Roger Karnopp.

À Universidade Federal de Santa Maria, pela excelência, e ao Instituto Federal Catarinense, pela oportunidade. Também à CAPES e ao CNPq pelo apoio financeiro.

“There are many hypotheses in science that are wrong. That’s perfectly alright; it’s the aperture to finding out what’s right. Science is a self-correcting process. To be accepted, new ideas must survive the most rigorous standards of evidence and scrutiny.”

Carl Sagan (1980)

“The efficiency of a switched-mode power converter is fundamentally limited by the amount of indirect power processed, and by the efficiency of indirect power processing.”

**Chen, Kim, Erickson
and Maksimović (2017)**

RESUMO

CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO DE CONVERSORES CC-CC COM PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

AUTOR: JONATAN RAFAEL RAKOSKI ZIENTARSKI

ORIENTADOR: HÉLIO LEÃES HEY

COORIENTADOR: MÁRIO LÚCIO DA SILVA MARTINS

Este trabalho apresenta contribuições conceituais e práticas acerca do emprego de reguladores série chaveados no estágio CC-CC de sistemas de geração fotovoltaica com arquitetura *multi-string*, os quais têm sido apresentados na literatura como capazes de realizar processamento parcial de energia. Do ponto de vista conceitual, são definidos os requisitos para distinguir quais topologias são capazes ou não de realizar processamento parcial de energia, e, para isso, é desenvolvida uma metodologia de avaliação da energia ativa e não-ativa processada em função dos parâmetros de projeto dos conversores. Por meio da análise de diferentes topologias de reguladores série, conclui-se que o processamento parcial de energia é alcançado pelo ajuste da razão cíclica e da relação de espiras nos transformadores ou indutores acoplados. Contudo, em virtude das especificações de ganho de tensão, nem todas topologias de regulação série citadas na literatura são capazes de operar na região de processamento parcial de energia. Observa-se que os reguladores série baseados nas topologias *buck-boost* e *flyback* não permitem realizar processamento parcial de energia, enquanto que os reguladores série baseados nas topologias *forward* e *full-bridge* realizam processamento parcial de energia em determinadas faixas de operação. Além disso, a aplicação de reguladores série em sistemas fotovoltaicos permite utilizar a faixa de regulação de tensão de entrada como um grau de liberdade adicional para reduzir o processamento de energia nos conversores. Neste sentido, foi desenvolvida uma metodologia que utiliza o modelo do módulo fotovoltaico e dados históricos de temperatura e irradiação para obtenção de um modelo estocástico do perfil de tensão no qual a energia é gerada, demonstrando que para cada projeto existe uma faixa de regulação de tensão de entrada que permite aumentar o desempenho do estágio CC-CC em termos de densidade de potência e eficiência. A partir da definição da faixa de regulação de tensão, é demonstrado que o emprego de reguladores série baseados em topologias com fluxo bidirecional de energia (i.e. capazes de atuar como elevadoras e abaixadoras de tensão) permite reduzir ainda mais o processamento de energia nestas estruturas. Como exemplo, a topologia *full-bridge/push-pull* é avaliada, sendo definidas algumas restrições técnicas e apresentadas algumas vantagens e desvantagens de sua aplicação. Como resultado, conclui-se que apesar das topologias elevadoras/abaixadoras de tensão serem mais complexas, seu projeto adequado pode resultar em melhorias na eficiência e densidade de potência do sistema. Para validar os resultados das análises, foram construídos sete protótipos de 750 W, os quais alcançaram eficiências de até a 99,58 % e densidades de potência de até 4,76 W/cm³.

Palavras-chave: Engenharia elétrica, eletrônica de potência, energias renováveis, geração fotovoltaica, conversores CC-CC, processamento parcial de energia.

ABSTRACT

CONTRIBUTIONS TO THE STUDY OF DC-DC CONVERTERS WITH PARTIAL POWER PROCESSING APPLIED TO PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

AUTHOR: JONATAN RAFAEL RAKOSKI ZIENTARSKI

ADVISOR: HÉLIO LEÃES HEY

COADVISOR: MÁRIO LÚCIO DA SILVA MARTINS

This work presents some conceptual and practical contributions about the use of series-regulated DC/DC converters in multi-string photovoltaic systems, which have been presented in the literature as capable of performing partial power processing. From a conceptual point of view, the requirements for distinguish which topologies are able or not to perform partial power processing are defined, and for that, it is developed a methodology to evaluate the active and nonactive power processing on the converter, which depend on its design parameters. By means of the analysis of various topologies of series regulators, it is concluded that the partial power processing is achieved by adjusting the duty cycle and the turns ratio of transformers (or coupled inductors). However, because of the voltage gain specifications, not all series regulators topologies cited in the literature are able of operating in the partial power processing region. It is observed that the series regulators based on buck-boost and flyback topologies do not allow to achieve partial energy processing, whereas the series regulators based on forward and full-bridge topologies may perform partial power processing in certain operation ranges. In addition, the application of series regulators in photovoltaic systems allows the use of the input voltage regulation range as an additional parameter to reduce the power processing in the converters. Thus, a methodology was developed to obtain a stochastic model of the voltage profile in which the energy is generated. The methodology employs the mathematical model of the photovoltaic module and historical data of temperature and irradiation, and demonstrates that for each project there is a voltage regulation range of the dc-dc stage that may result in performance improvements in terms of power density and efficiency. From the definition of the voltage regulation range, it has been demonstrated that the use of series regulators based on topologies with bidirectional power flow (acting as both voltage step-up and voltage step-down) allows to reduce the power processing in the converters even further. As an example, the full-bridge/push-pull topology was evaluated, some technical constraints are defined and some advantages and disadvantages of its application are presented. As a result, it is concluded that although voltage step-up/down topologies are more complex, their proper design may result in improvements in efficiency and power density. In order to validate the analyzes, seven 750 W prototypes were built, achieving efficiencies of up to 99.58 %, and power densities up to 4.76 W/cm³.

Keywords: electrical engineering, power electronics, renewable energy sources, photovoltaic power generation, dc-dc converters, partial power processing.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Projeção da demanda por energia elétrica no mundo até 2040 e suas fontes de produção.	36
Figura 1.2	– Participação das fontes na energia elétrica produzida no mundo em 2016.	36
Figura 1.3	– Estimativa da capacidade instalada de energia elétrica do Brasil até o ano de 2022.	37
Figura 1.4	– Exemplo de sistema PV integrado a um estacionamento.	38
Figura 1.5	– Histórico de crescimento da potência instalada de sistemas PV conectados à rede elétrica entre 2006 e 2016.	39
Figura 1.6	– Custo médio de instalação de sistemas PV nos EUA em 2010.	40
Figura 1.7	– Curvas características de corrente e tensão do modelo de única exponencial do módulo KD210GX-LP.	42
Figura 1.8	– Pontos de máxima potência sobre as curvas de geração do painel para variações de irradiação global de 100 a 1200 W/m ² e temperatura ambiente de -10 a 40 °C.	42
Figura 1.9	– Arquiteturas de sistemas fotovoltaicos.	46
Figura 1.10	– Arquitetura típica de um sistema PV <i>multi-string</i>	47
Figura 1.11	– Representação do conceito de processamento parcial de energia.	48
Figura 1.12	– Diagrama esquemático da ligação série dos conversores S-PPC.	49
Figura 2.1	– Histograma dos pontos de operação para tensão e corrente ao longo de um ano em São Martinho da Serra (RS) e Brasília (DF).	56
Figura 2.2	– Diagrama de blocos do método para obtenção do perfil de tensão de operação de uma dada localidade.	56
Figura 2.3	– Histograma da estimativa de energia gerada em cada faixa de tensão no módulo fotovoltaico.	57
Figura 2.4	– Percentual de energia gerada dentro da faixa de tensão Δv	58
Figura 2.5	– Perfil do potencial de produção de energia <i>versus</i> tensão de operação de um módulo PV considerando a operação com $\pm\Delta v$ de 15 %.	59
Figura 2.6	– Perfil do potencial de produção de energia <i>versus</i> tensão de operação do módulo SunEarth TPB 60-P aplicado à diferentes localidades.	60
Figura 2.7	– Comparação entre as curvas do potencial de geração de energia <i>versus</i> tensão de operação nas localidades avaliadas.	61
Figura 3.1	– Reguladores paralelos atuando como fontes de corrente.	66
Figura 3.2	– Arquiteturas comuns de conversores P-PPC.	67
Figura 3.3	– Regulador série utilizado em sistemas de potência.	69
Figura 3.4	– Diagrama de conexão de um S-PPC.	70
Figura 3.5	– Ponto de operação de saída e potência ativa nos reguladores S-PPC. .	71
Figura 3.6	– Arranjos de reguladores S-PPC integrados aos módulos PV.	72
Figura 3.7	– Arquitetura <i>multi-string</i> utilizando reguladores S-PPC.	73
Figura 3.8	– Classificação dos S-PPCs quanto à forma de conexão.	74

Figura 3.9	–	Configuração entrada paralela, saída série.	74
Figura 3.10	–	Configuração entrada série, saída paralela.	75
Figura 3.11	–	Potência ativa processada pelos conversores S-PPC em função da relação entre tensão de entrada e saída.	77
Figura 3.12	–	Percentual de potência ativa $P_{C,out}$ em relação a P_{out}	78
Figura 3.13	–	Fluxo bidirecional de energia na configuração EPSS de S-PPC.	79
Figura 3.14	–	Exemplo de topologia S-PPC com fluxo bidirecional de energia.	80
Figura 3.15	–	Topologias S-PPC com dois conversores CC-CC.	80
Figura 3.16	–	Topologia mista empregando três conversores CC-CC.	81
Figura 3.17	–	Configuração de regulador que utiliza P-PPC e S-PPC.	82
Figura 3.18	–	Topologia de um sistema de 250 kW utilizando S-PPCs com entradas conectadas em paralelo.	84
Figura 3.19	–	Eficiência do sistema S-PPC proposto por Min et al. (2009) comparado ao emprego de conversores <i>full-bridge</i> ZVS convencionais.	84
Figura 3.20	–	<i>Buck-boost</i> S-PPC na configuração EPSS.	85
Figura 3.21	–	Topologia <i>buck-boost</i> S-PPC intercalada na configuração EPSS.	86
Figura 3.22	–	Topologia <i>flyback</i> na configuração EPSS.	87
Figura 3.23	–	Transmissão de energia em um circuito através de uma superfície A . .	89
Figura 3.24	–	Diagrama de um conversor CC-CC alimentado por fonte de tensão contínua fornecendo energia para uma carga puramente resistiva.	94
Figura 4.1	–	Potência ativa no conversor série em comparação com a potência ativa na saída.	98
Figura 4.2	–	Blocos que compõe um conversor CC-CC.	99
Figura 4.3	–	Formas de onda típicas da corrente de entrada de conversores <i>boost</i> , <i>buck</i> e <i>buck-boost</i>	100
Figura 4.4	–	Formas de onda no indutor para operação CCM.	102
Figura 4.5	–	Formas de onda no indutor para operação DCM.	104
Figura 5.1	–	Topologia <i>buck-boost</i> S-PPC.	111
Figura 5.2	–	Corrente de entrada no conversor <i>buck-boost</i> S-PPC em comparação com o conversor <i>boost</i> convencional.	114
Figura 5.3	–	Espectro da corrente de entrada no conversor <i>boost</i> convencional e no conversor <i>buck-boost</i> S-PPC.	115
Figura 5.4	–	Comparação da potência não-ativa entre o conversor <i>boost</i> convencional e o conversor <i>buck-boost</i> S-PPC.	115
Figura 5.5	–	Diferença entre a potência não-ativa total processada no <i>buck-boost</i> S-PPC e no conversor <i>boost</i> convencional.	116
Figura 5.6	–	Topologia <i>flyback</i> S-PPC.	117
Figura 5.7	–	Potência não-ativa processada pelo conversor <i>flyback</i> S-PPC com $n = 1$	118
Figura 5.8	–	Razão cíclica em função do ganho de tensão k para diferentes valores de relação de espiras do indutor acoplado do conversor <i>flyback</i> S-PPC.	118
Figura 5.9	–	Efeito da redução da relação de espiras na corrente de entrada do conversor <i>flyback</i> S-PPC.	119

Figura 5.10 – Espectro harmônico da corrente de entrada no conversor <i>flyback</i> S-PPC.....	119
Figura 5.11 – Esforços sobre a chave do conversor <i>flyback</i> S-PPC para diferentes valores de relação de espiras.	120
Figura 5.12 – Valores projetados dos filtros do conversor <i>flyback</i> S-PPC.....	121
Figura 5.13 – Comportamento da potência não-ativa no conversor <i>flyback</i> S-PPC em função da tensão de entrada para diferentes relações de espiras no indutor acoplado.	122
Figura 5.14 – Comparação da diferença percentual entre a potência não-ativa total processada no <i>flyback</i> S-PPC em relação ao valor de referência.	122
Figura 5.15 – Topologia do conversor <i>forward</i> S-PPC.....	123
Figura 5.16 – Esforços sobre a chave do conversor <i>forward</i> S-PPC para diferentes valores de relação de espiras.	123
Figura 5.17 – Razão cíclica em função da relação $\frac{V_{in}}{V_{out}}$ para diferentes valores de relação de espiras do transformador do conversor <i>forward</i>	124
Figura 5.18 – Potência não-ativa no conversor <i>forward</i> S-PPC em função da variação da tensão de entrada com destaque para a da potência não-ativa resultante da magnetização e desmagnetização do transformador.	126
Figura 5.19 – Corrente de entrada no conversor <i>forward</i> S-PPC com destaque para a parcela resultante da magnetização do transformador.	126
Figura 5.20 – Comportamento do valor dos componentes do filtro LC do conversor <i>forward</i> S-PPC em função da relação de espiras do transformador. ...	127
Figura 5.21 – Comportamento da potência não-ativa no conversor <i>forward</i> S-PPC em função de k para diferentes relações de espiras no transformador.	128
Figura 5.22 – Comparação da diferença percentual entre a potência não-ativa total processada no <i>forward</i> S-PPC em relação ao valor de referência.	128
Figura 5.23 – Topologia <i>full-bridge</i> S-PPC.....	129
Figura 5.24 – Sequência de acionamento das chaves do conversor <i>full-bridge</i> S-PPC.	130
Figura 5.25 – Razão cíclica em função da tensão de entrada para diferentes valores de relação de espiras do transformador do conversor <i>full-bridge</i>	131
Figura 5.26 – Valores projetados dos filtros do conversor <i>full-bridge</i> S-PPC.	131
Figura 5.27 – Comportamento da potência não-ativa no conversor <i>full-bridge</i> S-PPC em função da tensão de entrada para diferentes relações de espiras no transformador.	132
Figura 5.28 – Comparação da diferença percentual entre a potência não-ativa total processada no <i>full-bridge</i> S-PPC em relação ao valor de referência. ...	133
Figura 5.29 – Potência não-ativa total processada nos conversores S-PPC analisados em comparação ao conversor <i>boost</i> convencional.	134
Figura 5.30 – Diferença percentual da potência não-ativa processada nos conversores S-PPC analisados em relação ao conversor <i>boost</i> convencional.	134
Figura 5.31 – Quadrantes de operação dos conversores CC-CC bidirecionais.	135
Figura 5.32 – Topologia <i>full-bridge / push-pull</i> S-PPC.	136
Figura 5.33 – Quadrantes de operação do FB/PP S-PPC.	137

Figura 5.34 – Sequência de acionamento das chaves do conversor <i>FB/PP</i> S-PPC durante a operação no modo <i>full-bridge</i>	138
Figura 5.35 – Sequência de acionamento das chaves do conversor <i>FB/PP</i> S-PPC durante a operação no modo <i>push-pull</i>	138
Figura 5.36 – Razão cíclica em função do ganho de tensão k para diferentes valores de relação de espiras do indutor acoplado do conversor <i>FB/PP</i> S-PPC.	140
Figura 5.37 – Potência não-ativa simulada no conversor <i>FB/PP</i> S-PPC.	141
Figura 5.38 – Comparação da potência não-ativa entre todos os conversores analisados, incluindo o conversor <i>full-bridge/push-pull</i> S-PPC.	141
Figura 5.39 – Comparação entre os valores do filtro de saída entre os conversores <i>Full-bridge</i> e <i>FB/PP</i> S-PPC em função da relação de espiras do transformador.	143
Figura 5.40 – Comparação entre os valores da soma do fator de estresse nos componentes para diferentes valores de n	144
Figura 5.41 – Comparação entre os valores do fator de estresse nos componentes.	145
Figura 5.42 – Comparação de volume entre os protótipos <i>full-bridge</i> e <i>FB/PP</i> S-PPC.	146
Figura 5.43 – Potência não ativa nos conversores S-PPC considerando o projeto para $\Delta v = 20\%$ e diferentes valores de n	147
Figura 5.44 – Topologia do conversor <i>forward/forward</i> S-PPC.	148
Figura 5.45 – Comparação entre simulações e valores calculados pelos modelos analíticos o conversor <i>boost</i> convencional.	151
Figura 5.46 – Comparação entre simulações e valores calculados pelos modelos analíticos para os conversores S-PPC.	152
Figura 5.47 – Erro percentual entre os modelos analíticos e as simulações numéricas.	153
Figura 6.1 – Diagramas esquemáticos das medições de potência ativa e eficiência.	156
Figura 6.2 – Eficiência medida no conversor <i>boost</i> convencional.	157
Figura 6.3 – Formas de onda de tensão e corrente no conversor <i>buck-boost</i> S-PPC.	157
Figura 6.4 – Medição de potência e eficiência na entrada e saída do conversor <i>buck-boost</i> S-PPC e a medição global do sistema.	158
Figura 6.5 – Eficiência do conversor <i>buck-boost</i> S-PPC.	159
Figura 6.6 – Potência não-ativa experimental obtida por meio das formas de onda de tensão e corrente nos componentes em comparação com os valores simulados.	159
Figura 6.7 – Potência não-ativa experimental do conversor <i>flyback</i> S-PPC ($n = 0, 5$) em comparação com os valores simulados.	160
Figura 6.8 – Eficiência do conversor <i>flyback</i> S-PPC.	161
Figura 6.9 – Formas de onda no conversor <i>forward</i> S-PPC para $V_{in} = 154$ V.	162
Figura 6.10 – Potência não-ativa experimental do conversor <i>forward</i> S-PPC ($n = 1$) em comparação com os valores simulados.	162
Figura 6.11 – Eficiência do conversor <i>forward</i> S-PPC.	163
Figura 6.12 – Potência não-ativa experimental do conversor <i>full-bridge</i> S-PPC em comparação com os valores simulados.	163

Figura 6.13 –	Rendimento dos protótipos <i>full-bridge</i> S-PPC com $n = 0,5$ e $n = 1$. . .	164
Figura 6.14 –	Medição de potência e rendimento na entrada e saída do conversor <i>full-bridge</i> ($n = 0,5$) e medição global do sistema S-PPC.	165
Figura 6.15 –	Formas de onda de tensão e corrente no conversor <i>full-bridge</i> S-PPC com $n = 0,5$	166
Figura 6.16 –	Formas de onda medidas no protótipo <i>FB/PP</i> S-PPC com $n = 0,2$. . .	166
Figura 6.17 –	Potência não-ativa experimental do conversor <i>FB/PP</i> S-PPC ($n = 0,2$) em comparação com os valores simulados.	167
Figura 6.18 –	Medição de potência e rendimento global no conversor <i>FB/PP</i> S-PPC ($n = 0,2$).	167
Figura 6.19 –	Rendimento do conversor <i>full-bridge/push-pull</i> S-PPC.	168
Figura 6.20 –	Comparação entre o rendimento global de todos os protótipos implementados.	169
Figura A.1 –	Diagrama esquemático do circuito simplificado da etapa de operação <i>push-pull</i> em corrente com indicação das variáveis utilizadas na modelagem.	200
Figura B.1 –	Diagrama esquemático do conversor <i>boost</i> convencional com indicação das variáveis utilizadas na modelagem.	204
Figura B.2 –	Diagrama esquemático do conversor <i>flyback</i> S-PPC com indicação das variáveis utilizadas na modelagem.	207
Figura B.3 –	Diagrama esquemático do conversor <i>forward</i> S-PPC com indicação das variáveis utilizadas na modelagem.	208
Figura B.4 –	Etapas de operação do conversor <i>full-bridge</i>	211
Figura B.5 –	Restante das etapas de operação do conversor <i>full-bridge/push-pull</i> . . .	213
Figura B.6 –	Diagrama esquemático do circuito simplificado da etapa de operação <i>push-pull</i> em corrente com indicação das variáveis utilizadas na modelagem.	213
Figura C.1 –	Fotografia da bancada de ensaio dos protótipos.	217
Figura C.2 –	Diagrama esquemático do conversor <i>flyback</i> S-PPC com inclusão do grampeador de tensão no MOSFET.	221
Figura C.3 –	Fotografia dos protótipos <i>flyback</i> S-PPC e <i>forward</i> S-PPC.	224
Figura C.4 –	Fotografia dos dois protótipos <i>full-bridge</i> S-PPC montados.	227
Figura C.5 –	Fotografia do protótipo do conversor <i>full-bridge/push-pull</i> S-PPC.	230
Figura D.1 –	Valores calculados do fator de estresse nos componentes no conversor <i>boost</i> convencional.	233
Figura D.2 –	Valores calculados do fator de estresse nos componentes no conversor <i>flyback</i> S-PPC.	234
Figura D.3 –	Valores calculados do fator de estresse nos componentes no conversor <i>forward</i> S-PPC.	234

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Restrições para a definição do número de módulos PV conectados em série na <i>string</i>	62
Tabela 5.1 – Solução analítica da potência não-ativa no conversor <i>boost</i> convencional e no <i>buck-boost</i> S-PPC.	112
Tabela 5.2 – Especificações do projeto utilizado como exemplo para topologias S-PPC somente elevadoras de tensão.	114
Tabela 5.3 – Especificações do projeto utilizado para a topologia FB/PP S-PPC.	139
Tabela 5.4 – Comparação da densidade volumétrica de potência nos protótipos.	146
Tabela 5.5 – Resumo das equações analíticas aproximadas de ΔE_L , $\Delta E_{C_{out}}$ e $\Delta E_{C_{in}}$ nos conversores analisados.	150
Tabela 5.6 – Resumo das equações analíticas aproximadas de N_L , $N_{C_{out}}$ e N_{in} nos conversores analisados.	150
Tabela 5.7 – Resumo das equações analíticas aproximadas de N_{total} nos conversores analisados.	151
Tabela 6.1 – Resumo das características dos protótipos implementados.	155
Tabela C.1 – Projeto do indutor <i>boost</i> e <i>buck-boost</i> S-PPC.	219
Tabela C.2 – Projeto do indutor <i>flyback</i> S-PPC.	220
Tabela C.3 – Projeto do indutor <i>forward</i> S-PPC.	223
Tabela C.4 – Principais características do transformador do FB/PP S-PPC.	229
Tabela D.1 – Resumo dos valores de V^* e I^* empregados para o cálculo do CSF nos componentes do conversores.	233

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BRICS	Grupo de países formado por Brasil, Rússia, Índia, China e África do Sul
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Contínua)
CLF	<i>Component Load Factor</i> (Fator de Carga do Componente)
CNPJ	Cadastro Nacional de Pessoas Jurídicas.
CPF	Cadastro Nacional de Pessoas Físicas
CSF	<i>Component Stress Factor</i> (Fator de Estresse do Componente)
DAB	<i>Dual Active Bridge</i> (Conversor de duas pontes completas)
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Descontínua)
DF	Distrito Federal
DPP	<i>Differential Power Processing</i> (Processamento Diferencial de Energia)
EPIA	<i>European Photovoltaic Industry Association</i> (Associação Europeia da Indústria Fotovoltaica)
EPSS	Entrada Paralela, Saída Série
ESSP	Entrada Série, Saída Paralela
EUA	Estados Unidos da América
HPA	<i>Hybrid Power Amplifiers</i> (Amplificadores de Potência Híbridos)
IEA	<i>International Energy Agency</i> (Agência Internacional de Energia)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (Transistor bipolar com porta isolada)
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
LCOE	<i>Levelised Cost Of the generated Electricity</i> (Custo Nivelado da Energia elétrica Produzida)
MIC	Conversor integrado ao módulo PV
MIT	<i>Massachusetts Institute of Technology</i> (Instituto de Tecnologia de Massachusetts)
MME	Ministério de Minas e Energia do Brasil
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo com Semicondutor e isolamento de Óxido-Metal)
MPP	Ponto de Máxima Potência (do inglês, <i>Maximum Power Point</i>)

MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (do inglês, <i>Maximum Power Point Tracking</i>)
NASA	<i>National Aeronautics and Space Administration</i> (Administração Nacional da Aeronáutica e Espaço)
NREL	<i>National Renewable Energy Laboratory</i> (Laboratório Nacional de Energias Renováveis)
OECD	<i>Organisation for Economic Co-operation and Development</i> (Organização para a Cooperação e Desenvolvimento Econômico)
PAPP	<i>Partial Active Power Processing</i> (Processamento Parcial de Potência Ativa)
PCS	Power Conditioning System (Sistema de condicionamento de energia)
PE	Estado de Pernambuco
PF	<i>Power Factor</i> (Fator de Potência)
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção do Fator de Potência)
PPCT	<i>Parallel Power Conversion Technique</i> (Técnica de conversão de potência paralela)
PPP	<i>Partial Power Processig</i> (Processamento Parcial de Energia)
P-PPC	<i>Parallel-connected partial-power converters</i> (Conversores conectados em paralelos com processamento parcial de energia)
PV	Fotovoltaico (do inglês <i>Photovoltaic</i>)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
REN21	<i>Renewable Energy Policy Network for 21st Century</i> (Rede de Políticas de Energias Renováveis para o Século 21)
R2P2	<i>Reduced Redundant Power Processing</i> (Processamento de Potência Redundante Reduzido)
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Raíz Média Quadrática)
RS	Estado do Rio Grande do Sul
SCBU	<i>Series-connected Boost Unit</i> (Unidade Boost Conectada em Série)
SiC	<i>Silicon Carbide</i> (Carbonato de Silício)
SONDA	Sistema de Organização Nacional de Dados Ambientais
SP	Estado de São Paulo
S-PPC	<i>Series-connected partial-power converters</i> (Conversores conectados em série com processamento parcial de energia)
US\$	Dólar Americano
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor de frequência alimentado em tensão)
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i> (Comutação sob tensão nula)

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔE	Energia processada pelos elementos acumuladores de um conversor chaveado
ΔE_C	Varição de energia no capacitor durante um período de comutação
ΔE_L	Varição de energia no indutor durante um período de comutação
Δi_L	Ondulação de corrente no indutor
Δv	Valor de projeto da faixa de variação da tensão entrada em um conversor CC-CC à um arranjo de painéis PV
η_C	Rendimento medido nos terminais de entrada e saída do conversor utilizado como regulador série
η_{EU}	Rendimento europeu
η_{global}	Rendimento global do sistema
η_i	Rendimento do conversor na i -ésima faixa de potência
η_{WT}	Rendimento médio ponderado
θ_n	Ângulo de fase da n -ésima harmônica de corrente na série de Fourier
ρ	Densidade volumétrica de potência do conversor em W/cm^3
σ	Desvio padrão da energia gerada em cada faixa de tensão de operação do módulo PV
φ_n	Ângulo de fase da n -ésima harmônica de tensão na série de Fourier
Φ	Ângulo de defasagem do sinal modulante entre as duas pernas da ponte completa
A, B, C, D	Matrizes de parâmetros da planta no modelo de espaço de estados
C	Capacitância do capacitor
C_{vbus}	Capacitor do barramento virtual em uma arquitetura DPP
d	Razão cíclica
D_1, D_2	Diodos retificadores no conversor <i>full-bridge</i>
D_D	Diodo de desmagnetização do transformador no conversor <i>forward</i>
D_F	Diodo retificador no conversor <i>forward</i>
D_R	Diodo de roda-livre no conversor <i>forward</i>
\bar{E}	Energia média armazenada nos elementos do conversor
$E_C(t)$	Energia armazenada no capacitor
E_{CP}	Energia ou ativa no capacitor

E_{in}	Energia ativa que circula na entrada de um conversor durante um período de comutação
$E_L(t)$	Energia armazenada no indutor
E_{LP}	Energia ativa no indutor
E_{Nin}	Energia não-ativa que circula na entrada do conversor durante um período de comutação
E_{Nint}	Energia não-ativa processada internamente no conversor durante um período de comutação
E_{Nout}	Energia não-ativa que circula na saída do conversor durante um período de comutação
E_{NC}	Energia não-ativa processada por um capacitor durante um período de comutação
E_{NL}	Energia não-ativa processada por um indutor durante um período de comutação
E_{Ntotal}	Energia não-ativa total processada pelo conversor durante um período de comutação
F_E	Fator de energia do circuito
GW_P	<i>Gigawatt</i> de pico
f_S	Frequência de chaveamento
f_{SS}	Frequência de operação do filtro LC no conversor <i>full-bridge</i> S-PPC
I_0	Corrente da componente de ordem zero na série de Fourier
i_{CC}	Componente de ordem zero ou valor médio de uma forma de onda de corrente
$I_{C,in}$	Corrente que entra no conversor chaveado do regulador série
I_{in}	Corrente de entrada no sistema
i_{mpp}	Corrente de operação do módulo PV operando sobre o ponto de máxima potência
I	Matriz identidade
$i_C(t)$	Corrente instantânea no capacitor
$i_L(t)$	Corrente instantânea no indutor
$\overline{i_L}$	Corrente média no indutor em um período de comutação
I_n	Amplitude da n -ésima harmônica de corrente na série de Fourier
i_{out}	Corrente de saída instantânea nos reguladores do tipo DPP
I_{out}	Corrente de saída média no conversor CC-CC

I_{rms}	Corrente RMS de uma forma de onda
$i_{S\ rms}$	Corrente RMS na chave S
k	Razão entre a tensão de entrada e a tensão de saída do estágio CC-CC
k	Instante de tempo discreto
K_i	Constante de ponderação da i -ésima faixa de potência
K_{PV}	Fator de utilização do módulo PV
L	Indutância do indutor
M	Ganho estático de tensão do conversor CC-CC
m_C	Coefficiente de descontinuidade no capacitor
m_L	Coefficiente de descontinuidade no indutor
N	Potência não-ativa
n	Relação de espiras do transformador, onde $n = \frac{n_S}{n_P}$
N_C	Potência não-ativa processada pelos capacitores do conversor
N_L	Potência não-ativa processada pelos indutores do conversor
N_{in}	Potência não-ativa na entrada do conversor
N_{out}	Potência não-ativa na saída do conversor
N_{PV}	Número de módulos PV conectados em série na <i>string</i>
n_P	Número de espiras no enrolamento primário
n_S	Número de espiras no enrolamento secundário
N_{total}	Potência não-ativa total no conversor
P	Potência ativa
$P_{C,in}$	Potência ativa de entrada no conversor do regulador tipo série
$P_{C,out}$	Potência ativa no conversor do regulador tipo série
P_{dir}	Potência ativa que flui diretamente da entrada para a saída do conversor sem ser processada
P_{in}	Potência ativa de entrada do conversor
$P_{in,i}$	Potência de entrada da i -ésima faixa de potência
P_{out}	Potência ativa de saída do conversor
$P_{out,i}$	Potência de saída da i -ésima faixa de potência
Q	Potência reativa
S	Irradiação solar aplicada sobre os módulos PV em W/m^2
S	Potência aparente
$S_1 \cdots S_4$	Chaves da ponte H no conversor <i>full-bridge</i>

T_a	Período de discretização, que corresponde ao passo de simulação do circuito no MATLAB®
t_i	Tempo de operação na i -ésima faixa de potência
T_P	Temperatura de operação dos módulos PV em °C
T_S	Período de chaveamento
u	Matriz de variáveis de entrada do sistema no modelo de espaço de estados
V_0	Tensão da componente de ordem zero na série de Fourier
v'	Tensão em que ocorre o máximo de geração em módulo PV em um dado local de instalação
V_C	Tensão média sobre o capacitor de saída do conversor S-PCC
$v_C(t)$	Tensão instantânea no capacitor
$V_{C_{max}}$	Valor máximo da tensão sobre o capacitor C
V_{in}	Tensão de entrada no conversor CC-CC
$V_{in_{min}}$	Tensão mínima de entrada
$v_L(t)$	Tensão instantânea sobre o indutor
v_{mpp}	Tensão de operação do módulo PV operando sobre o ponto de máxima potência
V_n	Amplitude da n -ésima harmônica de tensão na série de Fourier
V_{OC}	Tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico
V_{out}	Tensão de saída no conversor CC-CC
V_{rms}	Tensão RMS de uma forma de onda
$v_{S_{max}}$	Tensão máxima aplicada sobre a chave S
$ w $	Módulo da variação instantânea da energia no componente armazenador
x	Matriz de variáveis de estado do sistema no modelo de espaço de estados
y	Matriz de variáveis de saída do sistema no modelo de espaço de estados
i_{CC}	Parcela em corrente alternada de uma forma de onda de corrente

LISTA DE APÊNDICES

Apêndice A	– Modelos analíticos da potência não-ativa nos conversores estudados	189
Apêndice B	– Modelos matemáticos para simulação numérica dos conversores 203
Apêndice C	– Projeto e implementação dos protótipos 217
Apêndice D	– Método de cálculo do fator de estresse dos componentes (CSF) 231

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	35
1.1 PANORAMA DA PRODUÇÃO E CONSUMO DE ENERGIA ELÉTRICA NO BRASIL E NO MUNDO	35
1.2 ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA	38
1.2.1 Custos dos sistemas PV	39
1.2.2 Revisão das principais características dos sistemas fotovoltaicos	41
1.2.2.1 Ponto de máxima potência	41
1.2.2.2 Rastreamento do MPP	43
1.2.3 Rendimento médio ponderado	43
1.2.4 Arquiteturas de sistemas PV conectados à rede de energia elétrica	45
1.3 PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA EM SISTEMAS PV	48
1.4 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	50
1.5 HIPÓTESES	51
1.6 OBJETIVOS	52
1.7 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO	53
2 PERFIL DA TENSÃO DE OPERAÇÃO DOS MÓDULOS PV	55
2.1 FREQUÊNCIA DE OCORRÊNCIA DOS PONTOS DE MÁXIMA POTÊN- CIA NO PLANO $I \times V$	55
2.2 HISTOGRAMA DA ENERGIA GERADA EM CADA FAIXA DE TENSÃO DE OPERAÇÃO DOS MÓDULOS PV	56
2.3 FUNÇÃO DENSIDADE DE PROBABILIDADE DA PRODUÇÃO DE ENER- GIA <i>VERSUS</i> TENSÃO DE OPERAÇÃO DOS MÓDULOS PV	57
2.4 PERFIL DO POTENCIAL DE PRODUÇÃO DE ENERGIA <i>VERSUS</i> TEN- SÃO DE OPERAÇÃO PARA DIFERENTES LOCALIDADES	59
2.5 NÚMERO DE MÓDULOS CONECTADOS EM SÉRIE EM UMA <i>STRING</i> ..	61
2.6 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	63
3 PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA	65
3.1 REALIZAÇÃO DO PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA	65
3.1.1 Regulação de corrente	65
3.1.2 Regulação de tensão	68
3.2 CLASSIFICAÇÃO DOS CONVERSORES S-PPC	73
3.2.1 Conversor S-PPC com entrada paralela e saída série (EPSS) ..	73
3.2.2 Conversor S-PPC com entrada série e saída paralela (ESSP) ..	75
3.2.3 Comparação entre configurações EPSS e ESSP	75

3.2.4	Topologias S-PPC com fluxo bidirecional de energia	77
3.2.5	Configurações S-PPC que empregam mais de um conversor	80
3.2.6	Configurações mistas entre P-PPC e S-PPC	81
3.3	DISCUSSÃO ACERCA DOS TRABALHOS QUE ABORDAM QUESTÕES CONCEITUAIS A RESPEITO DO PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENER- GIA	83
3.4	REVISÃO DE CONCEITOS RELACIONADOS À POTÊNCIA ELÉTRICA .	88
3.4.1	Potência instantânea	89
3.4.2	Valor RMS de uma forma de onda	91
3.4.3	Potência aparente e fator de potência	91
3.4.4	Análise da potência em um circuito alimentado por uma fonte de tensão contínua constante	92
3.5	POTÊNCIA EM UM CONVERSOR CC-CC ALIMENTADO POR FONTE DE TENSÃO E CONECTADO A UMA CARGA PURAMENTE RESISTIVA	94
3.6	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	95
4	METODOLOGIA DE AVALIAÇÃO DO PROCESSAMENTO DE ENER- GIA EM CONVERSORES CC-CC	97
4.1	INTRODUÇÃO DO TERMO PROCESSAMENTO PARCIAL DE POTÊN- CIA ATIVA (PAPP)	97
4.2	PROCESSAMENTO DE ENERGIA EM UM CONVERSOR CHAVEADO ...	98
4.2.1	Cálculo da energia armazenada nos elementos acumuladores ...	100
4.2.1.1	<i>Modo de condução contínua (CCM)</i>	102
4.2.1.2	<i>Modo de condução descontínua (DCM)</i>	103
4.3	METODOLOGIA DE CÁLCULO DA ENERGIA ATIVA E NÃO-ATIVA PROCESSADA POR UM CONVERSOR	105
4.3.1	Energia ativa de entrada	105
4.3.2	Energia média armazenada	105
4.3.3	Energia e potência não-ativa	105
4.4	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	107
5	ANÁLISE DO PROCESSAMENTO DE ENERGIA EM DIFERENTES TOPOLOGIAS DE S-PPC	109
5.1	ANÁLISE DE TOPOLOGIAS S-PPC ELEVADORAS DE TENSÃO	110
5.1.1	Análise da topologia <i>buck-boost</i> S-PPC e comparação com o <i>boost</i> convencional	110
5.1.2	Análise da topologia <i>flyback</i> S-PPC	117
5.1.3	Análise da topologia <i>forward</i> S-PPC	123
5.1.4	Análise da topologia <i>full-bridge</i> S-PPC	129

5.1.5	Comparação entre as topologias S-PPC elevadoras de tensão avaliadas	133
5.2	ANÁLISE DE TOPOLOGIAS S-PPC ELEVADORAS/ABAIXADORAS	133
5.2.1	Restrições quanto à bidirecionalidade de potência ativa nos S-PPC elevadores/abaixadores	134
5.2.2	Topologia <i>Full-bridge / Push-pull</i> (FB/PP) S-PPC	136
5.2.3	Comparação entre as topologias <i>Full-bridge</i> S-PPC e FB/PP S-PPC	140
5.2.3.1	<i>Comparação dos valores de indutância e capacitância do filtro LC</i>	142
5.2.3.2	<i>Comparação do fator de esforço nos componentes (CSF)</i>	143
5.2.3.3	<i>Comparação de volume e densidade de potência</i>	144
5.2.4	Projeto do FB/PP para valores diferentes de Δv	146
5.2.5	Outras topologias elevadoras/abaixadoras	148
5.3	MODELOS ANALÍTICOS DOS CONVERSORES ANALISADOS	149
5.3.1	Comparação entre os modelos analíticos de potência não-ativa e os resultados de simulação numérica	151
5.4	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	152
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	155
6.1	COMPARAÇÃO ENTRE O CONVERSOR <i>BOOST</i> CONVENCIONAL E O CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i> S-PPC	156
6.2	FLYBACK S-PPC	160
6.3	FORWARD S-PPC	161
6.4	FULL-BRIDGE S-PPC	163
6.5	FULL-BRIDGE/PUSH-PULL S-PPC	165
6.6	COMPARAÇÃO DE RENDIMENTO ENTRE OS PROTÓTIPOS CONSTRUÍDOS	168
6.7	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	169
7	CONCLUSÕES	171
7.1	PUBLICAÇÕES REALIZADAS	173
7.1.1	Publicações em periódicos científicos	173
7.1.2	Publicações em congressos e seminários	173
7.2	SUGESTÕES PARA INVESTIGAÇÕES FUTURAS	174
	REFERÊNCIAS	177
	APÊNDICES	187

1 INTRODUÇÃO

Para introduzir o tema proposto por esta tese e onde ele se encaixa no contexto atual da eletrônica de potência, neste capítulo é apresentado um panorama do uso de fontes renováveis para geração de energia elétrica, em que se destaca o crescente espaço que a geração fotovoltaica tem ganhado junto à matriz energética mundial. São abordados alguns dos principais desafios do uso de sistemas fotovoltaicos no que tange à melhoria do desempenho na trocaproduçãogeração de eletricidade e redução dos custos de instalação que permitam um menor tempo de amortização nos investimentos realizados. Também, de forma a dar embasamento às propostas desenvolvidas ao longo do trabalho, uma breve revisão das principais características tecnológicas dos painéis e das arquiteturas utilizadas nos sistemas fotovoltaicos é apresentada. Por fim, são apresentados os conversores com processamento parcial de energia, os quais têm sido tratados na literatura especializada como uma promissora classe de conversores eletrônicos que permite melhorar o desempenho dos sistemas fotovoltaicos em termos de eficiência e densidade de potência, o que pode reduzir os custos da geração de energia fotovoltaica.

1.1 PANORAMA DA PRODUÇÃO E CONSUMO DE ENERGIA ELÉTRICA NO BRASIL E NO MUNDO

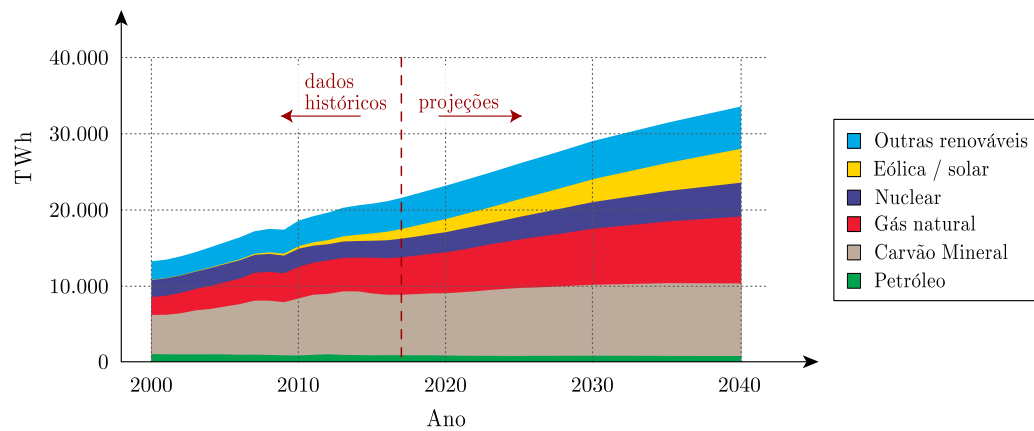
A energia é um fator essencial para o desenvolvimento de qualquer país. Por isso, o setor energético necessita ser constantemente aprimorado para satisfazer o crescimento da demanda. No caso da energia elétrica, o cenário apresentado em (EXXON MOBIL, 2017) estima um crescimento da demanda mundial de em torno de 60 % por ano até o ano de 2040, conforme apresentado no gráfico da Figura 1.1, onde se destaca o crescimento da participação das fontes renováveis na produção de energia elétrica.

Esta tendência de crescimento é esperada principalmente devido ao desenvolvimento econômico de diversos países, entre eles o grupo de países chamado BRICS (Brasil, Rússia, Índia, China e África do Sul), que representam 40% da população mundial e em torno de 25 % do produto interno bruto mundial (WORLD BANK, 2013).

Em contraste com a necessidade do aumento da produção de energia devido à crescente demanda, a preocupação ambiental associada aos meios de produção e consumo desta energia tem levado entidades e governos a desencorajar o uso de fontes de energia emissoras dos chamados gases de efeito estufa ou “*greenhouse*”, provenientes principalmente da queima de combustíveis fósseis.

Estes gases absorvem parte da radiação infravermelha emitida pela superfície terrestre, e são essenciais para manter a atmosfera aquecida e impedir que o planeta congele. Entretanto, a atividade humana no último século tem causado um aumento demasiado na

Figura 1.1 – Projeção da demanda por energia elétrica no mundo até 2040 e suas fontes de produção.

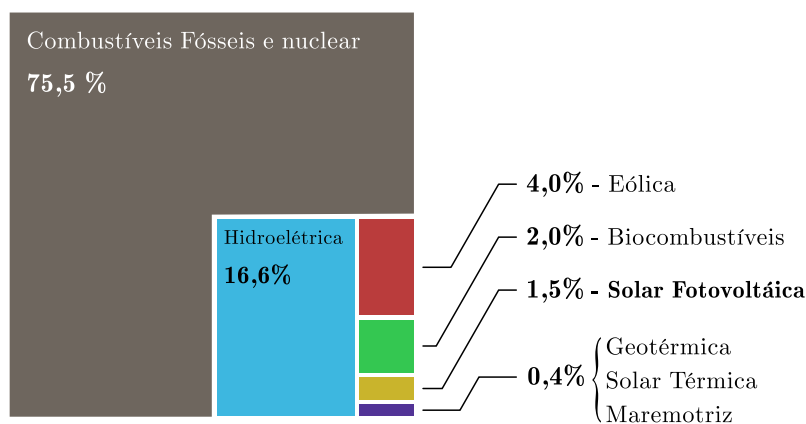


Fonte: Adaptado de (EXXON MOBIL, 2017).

proporção destes gases na atmosfera, fazendo com que o efeito estufa seja maior do que o necessário para garantir o equilíbrio térmico no planeta, resultando em um fenômeno conhecido como aquecimento global (IPCC, 2015).

Adaptar-se à necessidade de aumento da capacidade energética sem aumentar a concentração dos gases de efeito estufa na atmosfera é um desafio que poderá ser alcançado pela substituição das fontes primárias de energia baseadas na queima de combustíveis fósseis por fontes renováveis. Em 2016, 75,5% de toda a energia elétrica produzida no planeta foi proveniente de recursos não-renováveis (REN21, 2017; OECD/IEA, 2014), conforme pode ser verificado na Figura 1.2. Observa-se que as fontes alternativas de energia (energia eólica, solar, biomassa e geotérmica) aplicadas à geração de energia elétrica representam um pequeno percentual (7,9%) do total.

Figura 1.2 – Participação das fontes na energia elétrica produzida no mundo em 2016.



Fonte: Adaptado de (REN21, 2017).

O grande apelo pelo uso de fontes de energia com reduzidos impactos ambientais e a diminuição das reservas de combustíveis fósseis, resultam em uma tendência de crescimento do uso de fontes renováveis de energia para as próximas décadas. Em um cenário moderado, as projeções apresentadas em (REN21, 2013) estimam que em 2050 mais de 40% de toda a energia elétrica produzida no mundo virá de fontes renováveis. No caso de cenários mais otimistas, as estimativas chegam a mais de 70% de fontes renováveis.

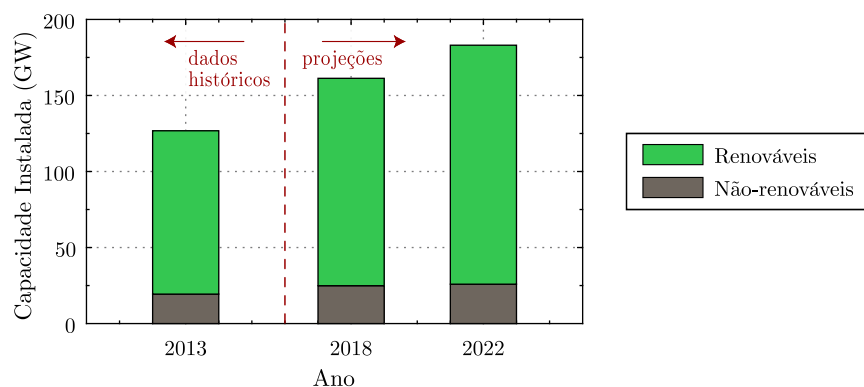
Neste contexto, o Brasil é considerado um caso atípico porque já possui uma matriz energética fortemente renovável. Isso acontece pela grande participação dos combustíveis renováveis como etanol e biodiesel em sua matriz energética (MME, 2007). No caso da produção de energia elétrica, a participação de fontes renováveis é ainda maior, pois a maior parte da energia gerada provém de usinas hidrelétricas. Considerando a estimativa do crescimento da capacidade instalada, há previsão de aumento da participação das fontes renováveis até o ano de 2022 (SCHUTTE, 2014), conforme é apresentado na Figura 1.3.

O local de instalação dos sistemas de geração baseados em fontes renováveis depende da disponibilidade dos recursos naturais, os quais podem situar-se longe dos grandes centros consumidores, como é comum em sistemas de geração baseados em fontes hídricas, eólicas, geotérmicas, de biomassa e maremotriz.

O Brasil, por exemplo, possui grandes hidrelétricas que tornam sua matriz energética fortemente renovável. Entretanto, as grandes centrais geradoras não estão localizadas próximas aos locais de maior consumo, tornando necessário um extenso sistema de transmissão que aumenta os custos do sistema elétrico, reduz a sua confiabilidade e resulta em perdas de transmissão da ordem de 20% (MOREIRA, 2012).

Neste sentido, os sistemas de geração fotovoltaica (ou PV, do inglês *photovoltaic*) apresentam-se como uma solução de baixo impacto ambiental que permite aproveitar os

Figura 1.3 – Estimativa da capacidade instalada de energia elétrica do Brasil até o ano de 2022.



Fonte: Adaptado de Schutte (2014).

benefícios da geração distribuída, uma vez que os mesmos podem ser instalados em locais muito próximos aos grandes centros de consumo.

1.2 ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

A eletricidade é uma das formas mais convenientes para transmissão, distribuição e consumo de energia, pois apresenta baixo impacto ambiental, elevada eficiência, baixo custo, entre outras facilidades. Por esse motivo, um dos grandes desafios atuais da engenharia é converter a energia do sol em energia elétrica de forma eficiente e com reduzidos impactos ambientais.

Os painéis fotovoltaicos realizam a conversão direta da luz do sol em energia elétrica e apresentam características que os tornam atraentes para geração de energia elétrica:

- Os painéis podem ser instalados em grandes centros urbanos, integrados em paredes e coberturas de edifícios, residências e estacionamentos, gerando sombra e energia de forma distribuída no local de consumo (Figura 1.4) sem gerar ruídos e sem emitir gases durante seu funcionamento.
- Os sistemas fotovoltaicos apresentam uma expectativa de vida útil elevada, sendo da ordem de 25 anos para os painéis e 10 anos para os conversores eletrônicos (RODRIGUEZ; AMARATUNGA, 2008). Além disso, os sistemas PV podem ser construídos sem partes móveis, o que torna os custos de manutenção muito baixos quando comparados a outros sistemas de geração.

Nos últimos anos, os sistemas PV têm recebido enorme atenção. Isso ocorre não somente devido à melhoria do desempenho dos painéis, mas também pelo avanço da tecnologia dos conversores eletrônicos empregados, e, principalmente, devido à redução dos custos de fabricação e instalação deste tipo de sistema (EPIA, 2014).

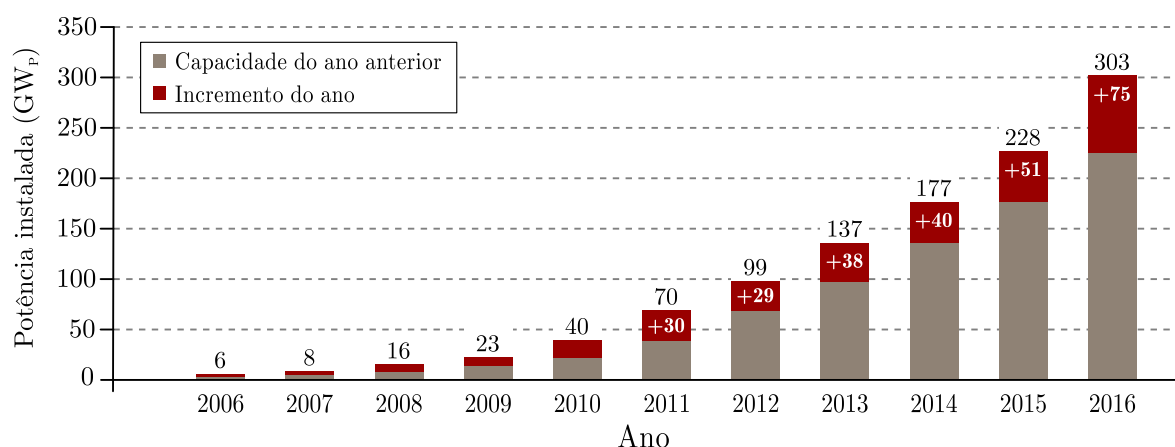
Figura 1.4 – Exemplo de sistema PV integrado a um estacionamento.



Fonte: AJNA SOLAR (2017).

No mundo todo, entre 2006 e 2016 a capacidade anual instalada de sistemas PV cresceu mais de 50 vezes, de 6 GW para 303 GW, conforme apresentado no gráfico da Figura 1.5. Somente em 2016 foram adicionados 75 GW, o equivalente à instalação de 31 mil painéis a cada hora (REN21, 2017), um crescimento que vem superando até as estimativas mais otimistas (EPIA, 2014). E este número deve continuar crescendo devido à redução dos custos de produção e instalação dos painéis, além de incentivos governamentais (REN21, 2013).

Figura 1.5 – Histórico de crescimento da potência instalada de sistemas PV conectados à rede elétrica entre 2006 e 2016.



Fonte: Adaptado de (REN21, 2017).

O Brasil também tem introduzido algumas políticas favoráveis ao crescimento da sua geração PV. Em 2012, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) aprovou a resolução normativa 482/2012 (ANEEL, 2012), alterada pela resolução normativa 687/2015 (ANEEL, 2015), a qual estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica. O objetivo é reduzir as barreiras para instalação de geração distribuída de pequeno porte, que incluem a micro geração, com até 75 kW de potência, e a mini geração, de 75 kW a 3 MW. A resolução também cria o “sistema de compensação de energia”, que permite ao consumidor instalar pequenos geradores fotovoltaicos em sua unidade consumidora e trocar energia com a distribuidora local ou entre unidades consumidoras cadastradas sobre o mesmo número de CNPJ ou CPF.

1.2.1 Custos dos sistemas PV

A grande competição na indústria de painéis de fotovoltaicos, principalmente com a entrada das empresas chinesas no mercado, vem proporcionando a redução significativa

dos custos dos sistemas PV. Atualmente, o custo médio de instalação de sistemas PV em grande escala tem alcançado níveis muito próximos de atingir a viabilidade econômica sem subsídios.

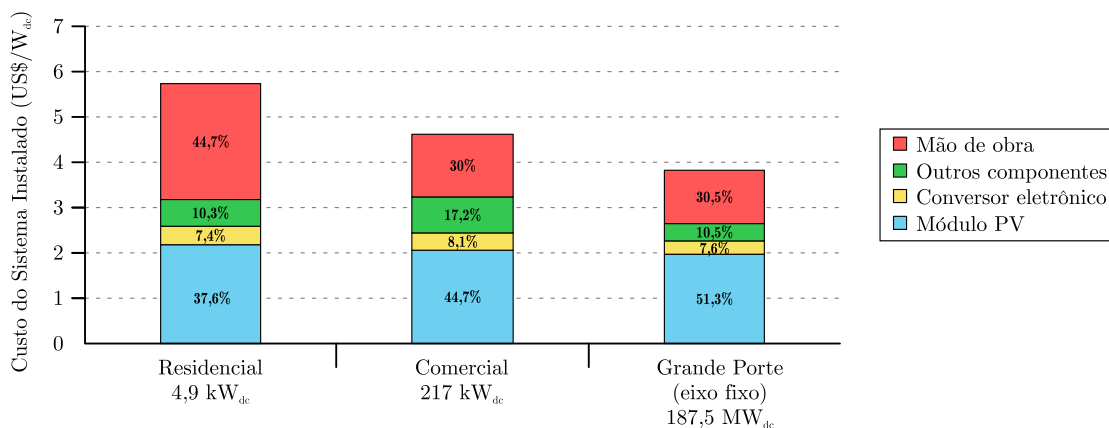
O custo nivelado da energia elétrica produzida (ou LCOE, do inglês *levelized cost of the generated electricity*) de um sistema fotovoltaico é calculado com base no custo de instalação e manutenção do sistema, além de fatores financeiros como a taxa de retorno do investimento e subsídios governamentais. Para que um sistema fotovoltaico seja economicamente viável, é necessário que o LCOE do sistema seja compatível com o LCOE de outras fontes de energia. Os sistemas PV possuem relativamente baixa manutenção e vida útil elevada, e, por isso, o principal fator que influencia no LCOE são os custos de instalação (CARACAS et al., 2014; BRUCKMAN et al., 2013).

Quanto maior a penetração dos sistemas PV no mercado, menores são os custos de instalação dos sistemas, reduzindo assim o custo da energia elétrica produzida. A análise histórica de preços dos painéis permite antecipar uma forte tendência de penetração em grande escala dos sistemas fotovoltaicos no mercado para os próximos anos, o que irá reduzir ainda mais os custos de instalação e tornar os preços da energia gerada por sistemas PV competitivos quando comparados ao custo da energia elétrica convencional (BUONASSISI, 2013).

O custo de instalação de um sistema PV depende de vários fatores, como a faixa de potência instalada, a configuração topológica, a tecnologia dos painéis, a tecnologia dos conversores eletrônicos utilizados, e outros fatores. A Figura 1.6 apresenta os custos médios de instalação dos sistemas fotovoltaicos nos Estados Unidos da América (EUA) em 2010, para sistemas residenciais, comerciais e usinas PV de grande porte (NREL, 2012).

Observa-se que os painéis representam uma grande parte do custo de instalação, chegando a mais da metade do custo total em sistemas de grande porte. Tanto nos

Figura 1.6 – Custo médio de instalação de sistemas PV nos EUA em 2010.



Fonte: Autor.

sistemas de pequeno porte quanto nos sistemas de grande porte, o custo dos conversores eletrônicos utilizados para conexão com a rede de energia elétrica é relativamente baixo, na faixa entre 7% e 8% do custo total.

Apesar de representar uma parcela pequena no custo do sistema, os conversores eletrônicos de potência utilizados para conexão com a rede elétrica influenciam diretamente na eficiência energética destes sistemas, tanto no aproveitamento da energia disponível no painel quanto na eficiência da conversão. Quando se considera o custo da energia adicional que um sistema PV mais eficiente pode gerar ao longo de toda sua vida útil, um pequeno aumento na eficiência pode resultar em uma significativa melhoria na viabilidade econômica do sistema.

Por isso, um dos grandes desafios da eletrônica de potência é proporcionar o máximo aproveitamento da energia disponível nos painéis PV. Isso é realizado por meio do dimensionamento e escolha adequada da arquitetura do sistema, da melhoria da eficiência dos conversores estáticos utilizados e por meio de técnicas de controle para maximizar a extração de energia dos painéis.

1.2.2 Revisão das principais características dos sistemas fotovoltaicos

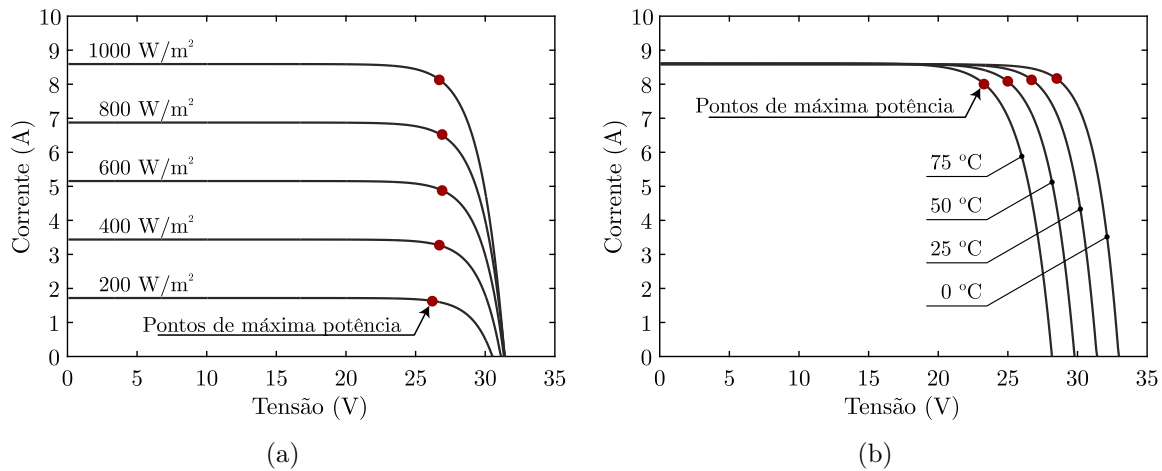
Nesta seção são apresentadas algumas das principais características dos sistemas fotovoltaicos que servem de base para alguns dos temas que são abordados no decorrer do trabalho.

1.2.2.1 Ponto de máxima potência

Do ponto de vista da operação dos conversores eletrônicos, a característica mais importante dos módulos PV são as curvas $I \times V$ (corrente \times tensão), as quais descrevem o comportamento da geração de energia em função da irradiação incidente e da temperatura dos módulos PV. Estas curvas permitem estimar o comportamento da corrente em função da tensão em um módulo, conforme exemplo apresentado na Figura 1.7 para o módulo KD210GX-LP fabricado pela Kyocera[®]. Nestas curvas, os parâmetros utilizados no modelo matemático e sua validação seguem a metodologia apresentada por Dupont, Rech e Pinheiro (2012).

A Figura 1.7 (a) apresenta as curvas resultantes para uma temperatura fixa de 25 °C com uma irradiação variando de 200 a 1000 W/m². Na Figura 1.7 (b) são apresentadas as curvas resultantes para uma irradiação fixa em 1000 W/m² com a temperatura variando de 0 a 75 °C. Em cada curva estão destacados em vermelho, os pontos em que a potência extraída do módulo (produto tensão-corrente) é máxima.

Figura 1.7 – Curvas características de corrente e tensão do modelo de única exponencial do módulo KD210GX-LP.

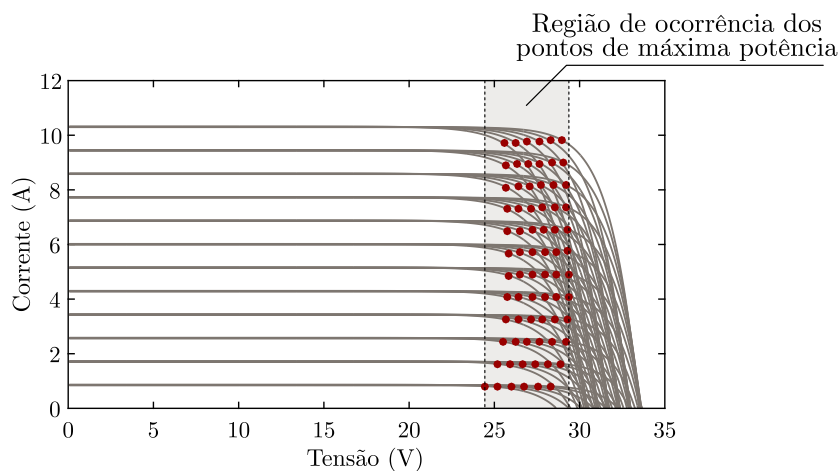


Fonte: Autor.

Conforme observado, o nível de corrente em que ocorre o ponto de máxima potência, ou MPP (do inglês, *Maximum Power Point*) sofre maior variação em função das variações da irradiação, enquanto que as variações na tensão do MPP são menores e dependem principalmente da temperatura de operação.

A Figura 1.8 apresenta os pontos de máxima potência que ocorrem para uma varredura das condições de irradiação e temperatura, com a irradiação variando de 100 a 1200 W/m² e temperatura ambiente variando de -10 a 40 °C. Observa-se que os pontos

Figura 1.8 – Pontos de máxima potência sobre as curvas de geração do painel para variações de irradiação global de 100 a 1200 W/m² e temperatura ambiente de -10 a 40 °C.



Fonte: Autor.

de máxima potência ocorrem em uma faixa de corrente que vai de zero até o seu valor máximo nominal, enquanto que a tensão de saída do módulo sofre uma variação em uma faixa bem mais estreita (em torno de 5 V), e que representa em torno de 15% da tensão em circuito aberto (V_{OC}) do módulo. Essa característica é muito importante e é o principal parâmetro para definir o comportamento dos conversores eletrônicos responsáveis por extrair a energia dos painéis.

1.2.2.2 Rastreamento do MPP

Para aperfeiçoar a extração de energia nos painéis, diversas técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracking*) foram desenvolvidas (BASTIDAS-RODRIGUEZ et al., 2014; SUBUDHI; PRADHAN, 2013). Por meio do controle adequado dos conversores eletrônicos, as técnicas de MPPT utilizam algoritmos que permitem regular os níveis de tensão e corrente nos painéis PV, fazendo com que os mesmos operem sempre o mais próximo possível de seu MPP, mesmo em variadas condições de irradiação e temperatura, maximizando a extração de energia.

Atualmente, os algoritmos de MPPT já publicados na literatura apresentam aproveitamentos da energia disponível nos terminais dos painéis na faixa de 99,8% (KJAER, 2012), o que significa que não há muito a ser melhorado em termos de seu desempenho.

1.2.3 Rendimento médio ponderado

As condições de irradiação e temperatura sofrem muitas variações ao longo do dia e das diferentes estações do ano, fazendo com que a potência em que os conversores operam seja variável. Desta forma, para aumentar a eficiência de geração dos sistemas PV, não basta que os conversores possuam alta eficiência apenas na potência nominal, mas em todas as faixas de potência de operação, especialmente naquelas em que a maior parte da energia é gerada. Para estabelecer um fator de rendimento que considere toda a faixa de variação da potência, o conceito de rendimento médio ponderado (η_{WT}) foi introduzido pela norma IEC 61683 (IEC, 1999), que considera o rendimento do conversor

pela ponderação do tempo em que ele permanece operando em cada faixa de potência. O rendimento médio ponderado é calculado por

$$\begin{aligned}\eta_{WT} &= \frac{\sum_{i=1}^n P_{out,i} t_i}{\sum_{i=1}^n P_{in,i} t_i} = \frac{P_{in,1} t_1 \eta_1 + P_{in,2} t_2 \eta_2 + \cdots + P_{in,n} t_n \eta_n}{P_{in,1} t_1 + P_{in,2} t_2 + \cdots + P_{in,n} t_n} \\ &= \sum_{i=1}^n K_i \eta_i = K_1 \eta_1 + K_2 \eta_2 + \cdots + K_n \eta_n,\end{aligned}\tag{1.1}$$

onde $P_{out,i}$, $P_{in,i}$, η_i e t_i são a potência de saída, a potência de entrada, o rendimento e tempo de operação, respectivamente, para a i -ésima faixa de potência de operação, e as constantes de ponderação (K_i) são definidas por

$$K_i = \frac{P_{in,i} t_i}{\sum_{i=1}^n P_{in,i} t_i}.\tag{1.2}$$

As constantes de ponderação, calculadas para a região central da Europa, dão origem ao chamado rendimento europeu (η_{EU}):

$$\eta_{EU} = 0,03\eta_{5\%} + 0,06\eta_{10\%} + 0,13\eta_{20\%} + 0,1\eta_{30\%} + 0,48\eta_{50\%} + 0,2\eta_{100\%}.\tag{1.3}$$

Nesta região da Europa, as constantes de ponderação significam que em 48 % do tempo o sistema opera na faixa cuja potência é próxima de 50 % da nominal dos painéis, e em apenas 20 % do tempo o sistema opera na faixa próxima à potência nominal. No restante do tempo, o conversor opera em potências abaixo de 50 %. Isso significa que para obter um maior rendimento europeu, o rendimento do conversor deve ser maior na faixa em que ele irá permanecer maior tempo operando, ou seja, na faixa de 50 % de potência.

Alguns trabalhos foram publicados com o objetivo de estabelecer as constantes de ponderação para o rendimento médio ponderado no Brasil, como no trabalho de Dupont, Rech e Pinheiro (2012), onde os autores apresentam uma metodologia que se baseia em dados estatísticos de estações meteorológicas e calculam as constantes de ponderação para quatro localidades: São Martinho da Serra (RS), Ourinhos (SP), Brasília (DF) e Petrolina (PE).

Essas constantes de ponderação são utilizadas no trabalho de Beltrame, Sartori e Pinheiro (2016), onde os autores desenvolvem uma metodologia de projeto otimizado dos conversores CC-CC utilizados no estágio de MPPT. A metodologia permite otimizar o rendimento médio ponderado por meio do projeto adequado do conversor, obtendo uma curva de rendimento em função da potência do conversor que maximiza a eficiência energética na localidade de instalação do sistema.

1.2.4 Arquiteturas de sistemas PV conectados à rede de energia elétrica

Nos sistemas com maior número de painéis, as condições de sombreamento parcial, assim como as diferenças construtivas e o envelhecimento não uniforme entre os painéis podem fazer com que o MPP seja diferente entre um arranjo de painéis e outro (BATZELIS; GEORGILAKIS; PAPATHANASSIOU, 2015). Neste caso, cada arranjo pode apresentar um MPP diferente e o uso de um único inversor central operando em um único ponto pode reduzir o aproveitamento dos painéis. Para contornar este problema, diferentes arquiteturas descentralizadas de sistemas PV foram propostas na literatura; algumas utilizam pequenos conversores CC-CC para realizar o MPPT individual de cada arranjo e outras utilizam micro-inversores capazes de injetar energia diretamente na rede elétrica em baixa tensão. As principais arquiteturas utilizadas em sistemas PV são apresentadas na Figura 1.9 (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005; DREHER, 2012).

Geralmente a escolha da arquitetura a ser utilizada em um determinado sistema depende da potência que se deseja instalar. Em grandes centrais fotovoltaicas, com potências maiores de 100 kW_P (quilo-Watts de pico) costuma-se utilizar configurações centralizadas (como na Figura 1.9 (a) (SOUZA, 2009)). Neste caso, não há conversores CC-CC, apenas um grande inversor central que controla a tensão no barramento CC e injeta energia na rede elétrica. Ainda que a planta fotovoltaica seja instalada no solo sem quaisquer obstáculos, o sombreamento parcial provocado pelas nuvens pode reduzir o aproveitamento da energia disponível nesta configuração.

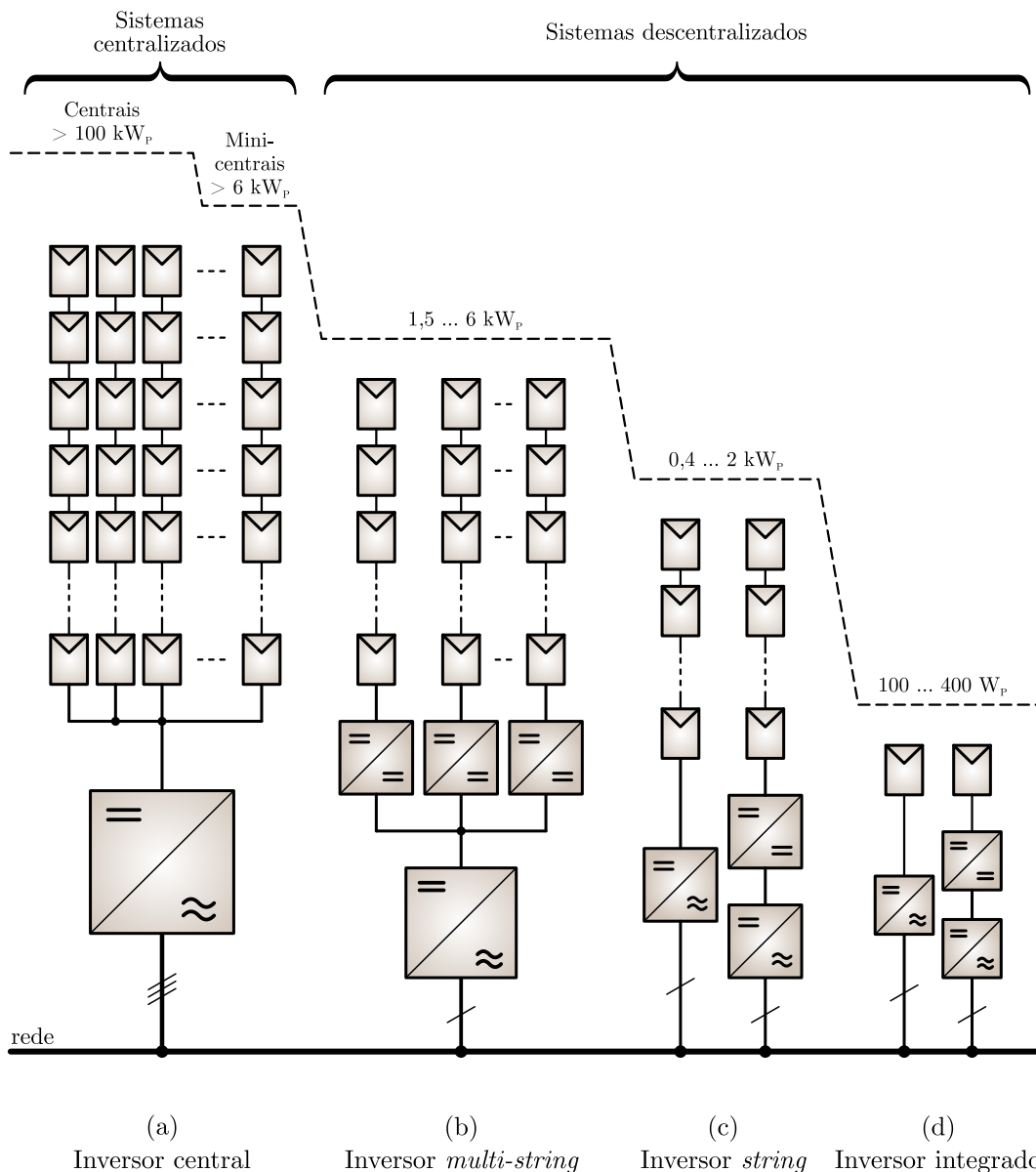
Em sistemas de médio porte (na faixa de algumas unidades até algumas dezenas de kW), geralmente instalados em área urbana, que podem apresentar sombreamento parcial causado por prédios ou outros obstáculos em alguns períodos do dia, é comum a utilização da configuração *multi-string*, apresentada na Figura 1.9 (b), onde conversores CC-CC são inseridos em cada *string* ou arranjo de painéis de forma a permitir o rastreamento individual do MPP naquele arranjo. Nesta configuração também há um inversor central responsável por injetar a energia na rede elétrica e regular a tensão do barramento CC.

No caso dos sistemas de pequeno porte (na faixa de centenas de W até unidade de kW), normalmente residenciais, é comum a utilização da configuração inversor *string* (*string-inverter*), mostrada na Figura 1.9 (c), onde cada *string* é conectada na rede elétrica por meio de um inversor (com ou sem o estágio CC-CC).

Além disso, existem sistemas que utilizam conversores integrados¹ aos módulos PV, onde a potência dos conversores é a mesma do módulo PV associado (entre 100 W e 400 W), conforme apresentado na Figura 1.9 (d). A modularidade desta abordagem

¹Os conversores integrados aos módulos são denominados na literatura internacional de MIC, do inglês *module integrated converter*, podendo ter sua saída em de corrente alternada (MIC CA) ou em corrente contínua (MIC CC).

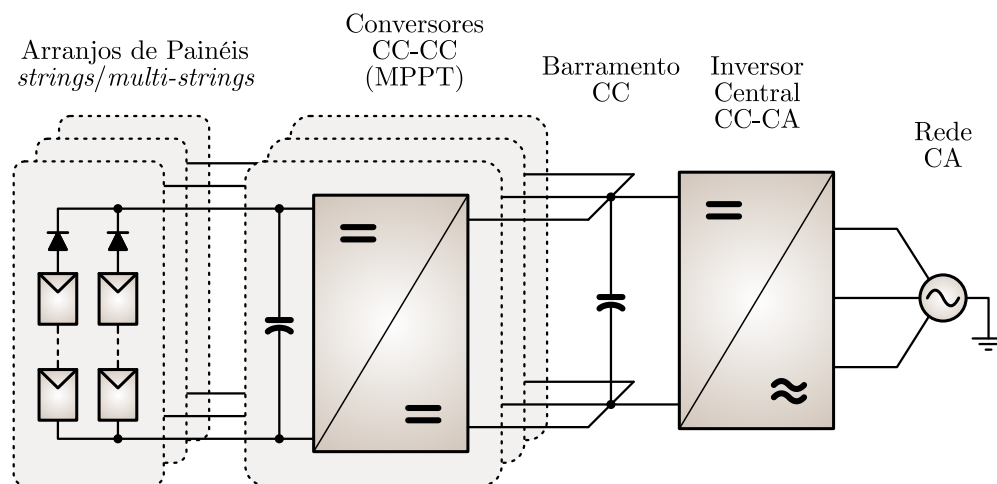
Figura 1.9 – Arquiteturas de sistemas fotovoltaicos.



Fonte: Adaptado de Kjaer, Pedersen e Blaabjerg (2005).

facilita a instalação e expansão do sistema, mas pode tornar-se mais onerosa devido às necessidades de controle e proteção individual de cada módulo integrado.

A classe de reguladores CC-CC que será abordada nesta tese se aplica principalmente à arquitetura do tipo *multi-string*, cujo diagrama é apresentado na Figura 1.10, a qual é amplamente empregada em sistemas fotovoltaicos de médio porte conectados à rede elétrica (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005). Os arranjos de painéis são conectados a um barramento central em corrente contínua (CC) por meio de conversores CC-CC que são responsáveis por elevar os níveis de tensão e fazer o rastreamento de máxima potência individual para cada arranjo de painéis. O inversor central realiza a conversão

Figura 1.10 – Arquitetura típica de um sistema PV *multi-string*.

Fonte: Autor.

dessa energia para corrente alternada (CA), sendo responsável pela regulação da tensão do barramento e pelo sincronismo com a rede elétrica, além de tarefas de proteção, como detecção de sub/sobre-frequências da rede elétrica e ilhamento.

Normalmente, a etapa de rastreamento de máxima potência não necessita ser isolada, e, por isso, qualquer topologia de conversor CC-CC pode ser empregada para esta função, sendo que a topologia *boost* é a mais utilizada por apresentar as seguintes características:

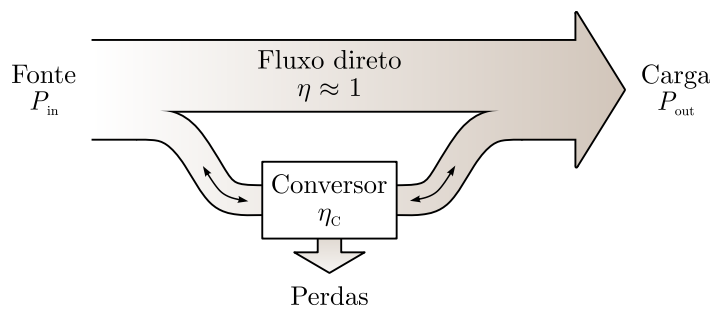
- Simplicidade de construção e controle: o conversor *boost* é uma topologia de conversor CC-CC não-isolado consolidado e de amplo domínio por especialistas da área. Apresenta apenas dois dispositivos semicondutores e um elemento de armazenamento indutivo, podendo resultar em baixo custo e elevada eficiência.
- Ganho de tensão: o conversor *boost* possibilita a elevação da tensão de saída em relação à entrada. Esta é uma característica desejável, uma vez que, comumente, a tensão fornecida pelo arranjo de painéis é menor do que a tensão necessária para alimentar o barramento do inversor, sendo necessária a utilização de uma topologia com capacidade de elevação de tensão.
- Baixa ondulação de corrente de entrada: para que o painel possa operar sobre seu ponto de máxima potência, é necessário que a corrente de entrada seja constante ou apresente pequena ondulação. Por isso, normalmente é necessário inserir um capacitor para filtrar as ondulações de corrente na entrada do conversor. No caso do conversor *boost*, o indutor em série faz com que a ondulação da corrente de entrada neste conversor seja muito pequena, permitindo o emprego de capacitores de entrada menores.

1.3 PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA EM SISTEMAS PV

Nos últimos anos, vários trabalhos foram publicados apresentando técnicas para melhorar o desempenho dos conversores CC-CC utilizados em sistemas PV. São trabalhos que discutem dimensionamento (PARAVALOS et al., 2014), rastreamento de máxima potência (FURTADO et al., 2018; BASTIDAS-RODRIGUEZ et al., 2014), otimização de projeto (BELTRAME et al., 2014; BELTRAME, 2017) e novas topologias de conversores (WU et al., 2016). Além disso, recentemente uma nova classe de conversores tem chamado a atenção de pesquisadores para aplicação nos reguladores CC-CC dos sistemas PV: são os conversores que realizam processamento parcial de energia.

O processamento parcial de energia (PPP)² foi apresentado originalmente por Enslin e Snyman (1991) em um circuito de carga e descarga de baterias em sistemas isolados de geração PV. Posteriormente, foi empregado por Button (1996) em sistemas de alimentação aplicados a naves espaciais da NASA (*National Aeronautics and Space Administration*). O conceito de processamento parcial de energia consiste em utilizar um conversor de tal forma que apenas uma parte da energia entregue à carga seja processada pelo conversor, sendo que a maior parte da energia será entregue diretamente à carga sem ser processada, conforme ilustrado na Figura 1.11.

Figura 1.11 – Representação do conceito de processamento parcial de energia.



Fonte: (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2014).

O processamento parcial de energia é implementado, usualmente, de duas formas: em série ou em paralelo, conforme será apresentado com mais detalhes no Capítulo 3. Esta tese é focada nos conversores com conexão série, os quais são chamados de *series-connected partial-power converters* (S-PPC), de acordo com a classificação proposta por Kasper, Bortis e Kolar (2014), onde o conversor CC-CC é conectado de tal maneira que a sua saída esteja ligada em série com a sua fonte de alimentação, fazendo com que a tensão

²O termo processamento parcial de energia é uma tradução livre do termo em inglês *partial power processing*. Na língua inglesa, a palavra *power* tem significado de potência, mas é comumente utilizada para referir-se também à energia.

de saída (V_{out}) seja igual à soma da tensão de entrada (V_{in}) e a tensão sobre o capacitor de saída no regulador série (V_C), conforme mostrado na Figura 1.12.

Nesta configuração, o conversor opera como um regulador série, onde a tensão de saída do conversor (V_C) é a diferença entre a tensão de saída do sistema (V_{out}) e a tensão de entrada (V_{in}) (1.4), ou seja,

$$V_{out} = V_{in} + V_C. \quad (1.4)$$

Considerando a entrada como uma fonte de tensão constante e ignorando as ondulações de tensão e corrente, a potência ativa de saída no conversor ($P_{C,out}$) é $P_C = I_{out}V_C$, e a potência ativa total de saída (P_{out}) é $P_{out} = I_{out}V_{out}$. Assim, a razão entre a potência ativa processada pelo conversor e a potência ativa total de saída pode ser calculada por

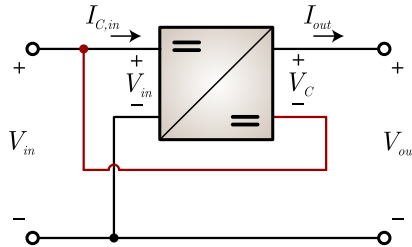
$$\frac{P_{C,out}}{P_{out}} = \frac{V_C \cancel{I_{out}}}{V_{out} \cancel{I_{out}}} = \frac{V_C}{V_{in} + V_C}. \quad (1.5)$$

Esta característica torna os conversores conectados em série adequados para realizar a regulação individual da tensão nas *strings* ou arranjos de sistemas com configuração *multi-string*, uma vez que a variação do MPP dos painéis PV apresenta uma pequena faixa (de 15 a 20%) de variação de tensão (ZHOU; ZHAO; HAN, 2015). Isso significa que é possível utilizar conversores com potências menores, processando apenas a energia necessária para a regulação da tensão de saída e realização do rastreamento do MPP.

Sendo a eficiência do regulador série $\eta_C = \frac{P_{C,out}}{P_{C,in}}$, e a eficiência global do sistema $\eta_{global} = \frac{P_{out}}{P_{in}}$, e isolando os termos, obtém-se a equação (1.6) (KASPER; BORTIS; KOLLAR, 2014), que mostra que a eficiência global do sistema é maior que a eficiência do conversor conectado em série.

$$\eta_{global} = 1 - \frac{P_{C,out}}{P_{out}} (1 - \eta_C) \quad (1.6)$$

Figura 1.12 – Diagrama esquemático da ligação série dos conversores S-PPC.



Fonte: Adaptado de Button (1996).

1.4 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

De fato, a possibilidade de um conversor eletrônico realizar o processamento de somente uma parcela da potência ativa por meio da utilização de S-PPCs, e, assim, melhorar o desempenho global do sistema em termos de eficiência e densidade de potência, é muito desejável. Por isso, alguns trabalhos foram publicados com o intuito de explicar como o processamento parcial acontece. Contudo, o conceito de processamento parcial de energia continua sem uma explicação clara na literatura, e isso tem resultado em discussões e algumas contradições em seu entendimento.

Uma vez que a potência ativa processada pelo sistema é maior do que a potência ativa processada no conversor série e as perdas totais do sistemas são as próprias perdas no conversor série, a análise de (1.6) leva à conclusão de que a eficiência global do sistema é sempre maior que a eficiência no conversor série. Entretanto, o fato desta equação apresentar apenas termos que relacionam potência ativa e eficiência pode induzir a uma interpretação equivocada de que as perdas são proporcionais apenas à potência ativa, e, se menos potência ativa for processada pelo regulador série, uma maior eficiência global pode ser alcançado.

A equação (1.6) mostra que a eficiência global é proporcional à parcela de potência ativa processada e da eficiência no regulador série. O equívoco de interpretação encontra-se na consideração de que as perdas são proporcionais somente à parcela de potência potência ativa processada, e ignora o fato de que as perdas no regulador série dependem também da potência não-ativa³ processada.

Esta interpretação equivocada pode ser percebida em alguns trabalhos apresentados na literatura, em que os autores levam em consideração apenas a potência ativa no conversor série. Estes trabalhos são apresentados e discutidos detalhadamente no Capítulo 3, onde são apresentadas algumas contradições e equívocos entre os trabalhos publicados, demonstrando que o conceito de processamento parcial de energia ainda não está bem esclarecido na literatura.

Uma vez que o conceito não está bem compreendido, alguns trabalhos foram publicados utilizando topologias que se enquadram na configuração de S-PPC da Figura 1.12 alegando se tratar de conversores com processamento parcial de energia, mas que processam igual ou maior quantidade de energia em seus componentes do que as topologias clássicas de conversores CC-CC, e por isso não podem ser considerados conversores PPP.

Não existe na literatura uma metodologia de análise, aplicável aos conversores S-PPC, que permita quantizar a energia que está sendo processada pelos elementos dos conversores CC-CC para que se possa comparar quais topologias processam mais ou menos

³A potência não-ativa é definida pela norma internacional IEEE-1459 (2010) como sendo toda circulação de energia no conversor que não resulta em potência ativa, e seu método de cálculo será descrito em detalhes no Capítulo 3.

energia do que outras. Os trabalhos que foram publicados tentando estabelecer uma figura de mérito que permita este tipo de comparação não são completos e não podem ser aplicados a todas topologias de conversores.

Outra abordagem que não tem recebido a devida atenção na literatura é a faixa de regulação em tensão dos S-PPCs. O projeto de sistemas que utilizam reguladores S-PPC não pode ser realizado da mesma forma que os sistemas convencionais, pois a potência ativa no conversor S-PPC e a faixa de regulação em tensão dependem do valor máximo da tensão V_C . Quanto menor o valor máximo de projeto de V_C , menor será a faixa de tensão a ser regulada, menor será a potência ativa do S-PPC e uma eficiência maior pode ser alcançada no conversor CC-CC. Por outro lado, isso pode prejudicar o desempenho do rastreamento do MPP, pois o S-PPC não consegue realizar o rastreamento do MPP fora da faixa de tensão de regulação. Como os valores de tensão e corrente de máxima potência dependem do modelo do módulo PV e de variáveis meteorológicas, em cada local de instalação a faixa de tensão de entrada do S-PPC pode ser diferente.

1.5 HIPÓTESES

No desenvolvimento deste trabalho são consideradas as seguintes hipóteses:

- A conexão série de um conversor S-PPC é uma condição necessária, mas não é condição suficiente para torná-lo um conversor PPP, pois não basta que a potência ativa no conversor série seja reduzida. Para que se possa afirmar que um conversor conectado em série realiza PPP, toda a energia processada pelos seus elementos deve ser menor do que aquela processada em um conversor CC-CC convencional. Assim, nem todas as topologias com conexão série serão PPP verdadeiras, e somente uma análise minuciosa pode estabelecer quais topologias são capazes de realizar ou não o processamento parcial de energia.
- Nos conversores CC-CC, a circulação de potência não-ativa que é produzida pelo chaveamento do conversor e que não é filtrada dentro do conversor pelos elementos acumuladores de energia acaba manifestando-se na entrada e/ou saída do conversor, a qual deve ser fornecida ou consumida pela fonte ou carga. Isso significa que, em uma determinada topologia, os valores dos elementos do filtro não influenciam a potência não-ativa total processada.
- Quanto menor a faixa de tensão a ser regulada pelo conversor S-PPC, menor será sua potência ativa e seu processamento de energia, permitindo melhorias na eficiência e o uso de conversores com maior densidade de potência. Entretanto, a redução da faixa de regulação em tensão reduz a capacidade de rastreamento do MPP. Por isso, para cada modelo de módulo PV e local de instalação, a faixa de tensão de

operação do S-PPC deve ser projetada de forma diferente, o que pode resultar em melhorias no aproveitamento energético dos módulos PV, equilibrando a relação entre processamento de energia e capacidade de regulação.

- Para um determinado perfil de variação da tensão de geração dos módulos PV, o uso de topologias S-PPC com fluxo bidirecional de energia pode reduzir até pela metade a potência ativa nos S-PPCs, o que pode reduzir a energia processada pelos seus elementos, e, assim, aumentar a densidade de potência e eficiência do sistema. Entretanto, dependendo da faixa de regulação de tensão e da topologia utilizada, o uso de S-PPCs bidirecionais pode exigir um processamento maior de energia, podendo não trazer benefícios em termos de desempenho.

1.6 OBJETIVOS

O objetivo principal do trabalho é demonstrar quando e como ocorre o processamento parcial de energia em conversores S-PPC, indicando quais topologias são capazes de realizá-lo e quais são os parâmetros de projeto dos quais o PPP depende. Para isso, são traçados os objetivos específicos do trabalho, que são:

- Realizar uma revisão bibliográfica dos trabalhos que discutem o processamento parcial de energia em conversores CC-CC, dando ênfase aos S-PPC e deixando evidente as divergências conceituais existentes quanto ao PPP.
- Redefinir e explicar o conceito do processamento parcial de energia em reguladores CC-CC do tipo S-PPC, solucionando as contradições existentes na literatura e provando que nem todas as topologias com conexão série são topologias capazes de realizar o processamento parcial de energia.
- Estabelecer uma metodologia para quantificar a potência não-ativa processada, que possa ser aplicada a qualquer conversor CC-CC convencional ou do tipo S-PPC.
- Utilizando a metodologia desenvolvida, comparar diferentes topologias de conversores CC-CC convencionais e S-PPC a fim de distinguir quais delas são topologias PPP e quais não são. Ainda, entre as topologias que realizam PPP, examinar quais delas conseguem processar menor quantidade de energia não-ativa em relação às outras topologias S-PPC e comprovar experimentalmente estes resultados.
- Baseando-se em dados estatísticos de fatores meteorológicos, como a irradiação e temperatura de um determinado local de instalação, desenvolver um método para traçar o perfil da tensão de operação dos módulos PV em diferentes locais de instalação, considerando o rastreamento de máxima potência.

- Comparar topologias S-PPC com fluxo unidirecional de energia (somente elevadoras de tensão) com topologias S-PPC com fluxo bidirecional de energia (capazes de operar como elevadores ou abaixadores de tensão), demonstrando as principais vantagens e desvantagens de cada abordagem.

1.7 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

O documento está organizado da seguinte forma: o Capítulo 1 apresenta uma revisão do panorama de geração de energia no Brasil e no mundo, dando destaque à participação da geração fotovoltaica neste cenário e suas perspectivas de crescimento. Também é apresentada uma breve revisão sobre as principais características de geração dos painéis PV, o rastreamento do MPP, as principais arquiteturas utilizadas em sistemas PV conectados à rede elétrica, e o papel dos conversores CC-CC nestes sistemas. Por fim, apresenta-se a nova classe de conversores com processamento parcial de energia, os problemas envolvendo este tema, as hipóteses levantadas neste trabalho e seus objetivos.

O Capítulo 2 apresenta o desenvolvimento de uma metodologia para encontrar os parâmetros de um modelo estocástico do perfil de tensão de operação de um determinado modelo de módulo PV instalado em uma localidade onde dados meteorológicos históricos são conhecidos. Os parâmetros encontrados pela metodologia são a faixa de variação de tensão em que a energia é gerada e a tensão de operação em que a maior quantidade de energia é gerada. Estes dois parâmetros são utilizados para o dimensionamento dos conversores S-PPC.

O Capítulo 3 apresenta uma revisão geral acerca dos conversores com processamento parcial de energia. São apresentadas diversas formas de implementação do conceito de PPP, bem como uma classificação das técnicas existentes na literatura. Neste capítulo também são apresentadas e discutidas as contradições e equívocos existentes na literatura acerca do conceito de processamento parcial de energia. Por fim, são apresentados conceitos fundamentais sobre as teorias de potência, que servirão de base para o desenvolvimento da proposta.

No Capítulo 4 é apresentado o desenvolvimento de uma metodologia para computar a quantidade de energia processada pelos elementos dos conversores CC-CC, dando ênfase ao desenvolvimento do procedimento de cálculo da potência não-ativa processada pelos conversores.

No Capítulo 5, a metodologia desenvolvida é aplicada às diferentes topologias de conversores S-PPC. O capítulo compara o processamento de energia entre as topologias S-PPC elevadoras de tensão mais comuns e inclui na comparação o exemplo de uma topologia S-PPC que pode operar como elevadora ou abaixadora de tensão, demonstrando

suas principais características. Por fim, também são apresentados modelos analíticos do cálculo da potência não-ativa processada por estas topologias.

Na sequência, o Capítulo 6 apresenta os resultados experimentais obtidos a partir de protótipos de cada uma das topologias de conversores que são analisadas no trabalho, permitindo comprovar as análises teóricas apresentadas.

Por fim, no Capítulo 7 são apresentadas as conclusões gerais do trabalho em relação aos resultados obtidos, um resumo das contribuições produzidas pela tese, as publicações realizadas e algumas sugestões para trabalhos futuros.

2 PERFIL DA TENSÃO DE OPERAÇÃO DOS MÓDULOS PV

Conforme discutido no capítulo anterior, em sistemas de geração PV, os níveis de potência em que os conversores CC-CC operam são muito importantes para a definição do rendimento médio ponderado. Entretanto, quando se trata de sistemas que utilizam S-PPCs, além do conhecimento do perfil da potência de operação, o comportamento da tensão de operação em que essa potência é gerada é uma variável fundamental para o correto dimensionamento do sistema, pois ela define o ganho de tensão necessário ao S-PPC, bem como sua potência ativa, conforme apresentado em (1.5). Isto acaba influenciando no tamanho, na densidade de potência e na eficiência global do sistema.

Apesar disto, poucos trabalhos publicados na literatura dão a devida atenção ao comportamento da tensão de operação dos módulos PV. Por isto, o objetivo deste capítulo é apresentar o método que foi desenvolvido para obtenção do perfil da tensão de operação de um determinado módulo PV instalado em uma dada localidade e discutir o comportamento deste perfil entre diferentes localidades.

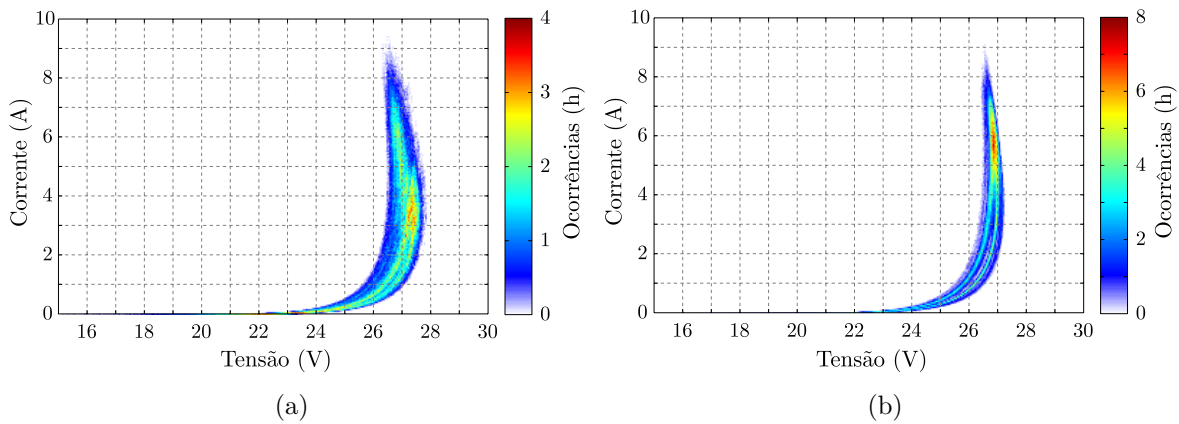
2.1 FREQUÊNCIA DE OCORRÊNCIA DOS PONTOS DE MÁXIMA POTÊNCIA NO PLANO $I \times V$

O ponto de partida da análise é o trabalho apresentado por Dupont (2014), onde são apresentados gráficos que representam a estimativa dos pontos de operação em máxima potência no plano corrente versus tensão ($I \times V$) do modelo de um módulo fotovoltaico submetido a dados históricos de irradiação e temperatura durante o período de um ano para quatro cidades brasileiras. A Figura 2.1 (a) apresenta o histograma para a cidade de São Martinho da Serra (RS), e a Figura 2.1 (b), da cidade de Brasília (DF), onde as cores representam a frequência de ocorrência.

Nestes gráficos é possível observar que um mesmo modelo de módulo PV, submetido à diferentes condições climáticas, pode apresentar comportamentos muito diferentes em relação à tensão de operação no MPP. Em São Martinho da Serra, por exemplo, a faixa de tensão de operação é mais dispersa quando comparada ao caso de Brasília, em que a faixa é mais concentrada.

A frequência de ocorrência dos pontos de máxima potência permite delinear o comportamento da tensão de geração ao longo do ano, porém, uma maior frequência de ocorrência em uma determinada região do plano $I \times V$ não significa necessariamente que o sistema PV gera mais energia naquele ponto de operação. Por exemplo, em períodos de penumbra, como no amanhecer e anoitecer, pontos de operação onde o MPP ocorre em baixos níveis de tensão e corrente podem apresentar grande taxa de ocorrência, mas isso

Figura 2.1 – Histograma dos pontos de operação para tensão e corrente ao longo de um ano em São Martinho da Serra (RS) e Brasília (DF).



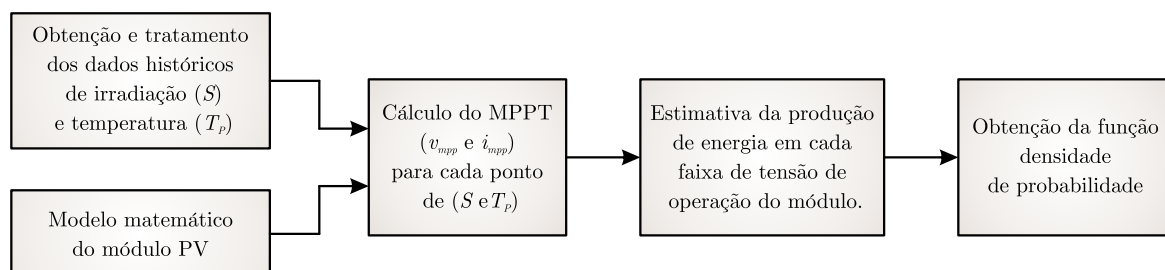
Fonte: Dupont (2014).

não significa que há uma grande quantidade de energia sendo gerada naqueles pontos de operação.

2.2 HISTOGRAMA DA ENERGIA GERADA EM CADA FAIXA DE TENSÃO DE OPERAÇÃO DOS MÓDULOS PV

O método desenvolvido para visualizar o comportamento da tensão de operação em função da energia gerada por um módulo PV instalado em uma determinada localidade, cujo fluxograma é apresentado na Figura 2.2, utiliza os dados históricos de irradiação (S) e temperatura ambiente (T_p) provenientes de estações meteorológicas e os aplica em um modelo matemático de exponencial simples que descreve as características de operação do módulo PV (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009). O procedimento para tratamento dos dados e a eliminação de dados espúrios é realizado conforme descrito por Dupont (2014).

Figura 2.2 – Diagrama de blocos do método para obtenção do perfil de tensão de operação de uma dada localidade.

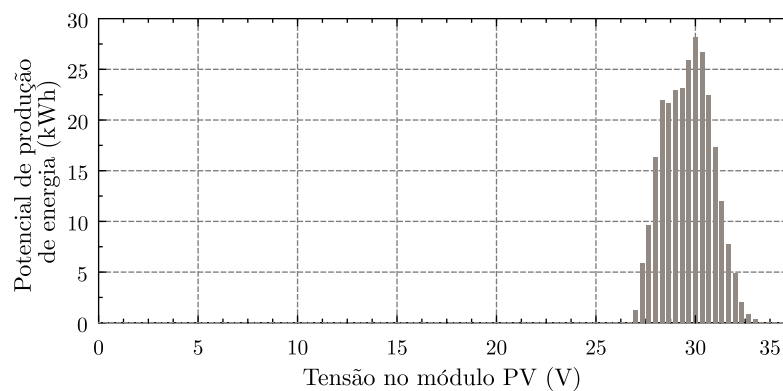


Fonte: Autor.

Para cada registro de irradiação global e temperatura ambiente, o algoritmo encontra os valores de tensão (v_{mpp}) e corrente (i_{mpp}), e, assim, é possível calcular a quantidade de energia produzida em cada amostra. É importante observar que é necessário que o algoritmo de MPPT seja mais rápido do que a taxa de amostragem dos dados históricos para que este método seja válido, pois, caso contrário, não seria possível extrair toda energia disponível nos painéis.

Dividindo a tensão de entrada em pequenas faixas e realizando o somatório da energia gerada em cada faixa, pode-se apresentar a capacidade de geração de energia em função da tensão de operação na forma de um histograma, conforme o exemplo apresentado na Figura 2.3. Este exemplo apresenta o histograma com a estimativa de produção de energia anual (em kWh), obtido a partir de um conjunto de dados que foi coletado com uma frequência de minuto-a-minuto durante mais de 10 anos, aplicado ao modelo matemático do módulo PV modelo SunEarth TPB 60-P. O conjunto de dados utilizados é da localidade de São Martinho da Serra (RS) medido pelo projeto SONDA (Sistema de Organização Nacional de Dados Ambientais) mantido pelo INPE (Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais) de 2005 até 2014 (INPE, 2016).

Figura 2.3 – Histograma da estimativa de energia gerada em cada faixa de tensão no módulo fotovoltaico.



Fonte: Autor.

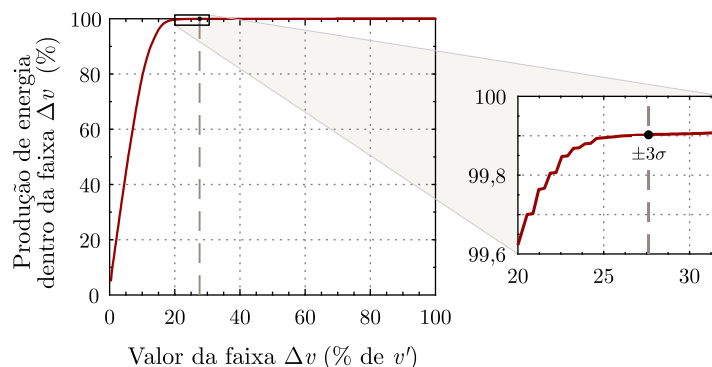
2.3 FUNÇÃO DENSIDADE DE PROBABILIDADE DA PRODUÇÃO DE ENERGIA *VERSUS* TENSÃO DE OPERAÇÃO DOS MÓDULOS PV

Para as condições de temperatura e irradiação dos dados do exemplo, a Figura 2.3 revela que, apesar do módulo PV operar muito frequentemente em baixos níveis de irradiação, apenas uma quantidade desprezível do potencial de geração de energia ocorre em níveis de MPP cuja tensão fica abaixo de 26 V. Praticamente toda a energia gerada pelo módulo PV está concentrada em uma faixa de tensão entre 26 e 34 V, assemelhando-se

com uma curva de densidade de probabilidade do tipo distribuição normal. Este comportamento é observado também para diferentes localidades e diferentes modelos de módulos PV. Isto significa que os dados estatísticos podem ser utilizados para a obtenção de um modelo estocástico representado por uma função de distribuição de probabilidade, que neste caso é melhor descrita por uma função do tipo log-normal que é calculada utilizando o comando “lognpdf”¹ do MATLAB®. Assim, os valores da moda (v') e do desvio padrão (σ) da curva log-normal são suficientes para descrever o perfil da tensão de operação do módulo PV naquela localidade. Para o exemplo apresentado, a tensão em que ocorre o máximo de geração (v') é calculada em 29,7 V e o desvio padrão (σ) é 1,36 V.

Os dados resultantes da metodologia também permitem esboçar um gráfico do percentual de energia que pode ser produzida (em relação à capacidade total de geração daquela localidade) no interior de uma faixa de variação da tensão de operação (Δv), conforme apresentado pela Figura 2.4, onde o joelho da curva representa o ponto em que um aumento da largura da faixa Δv não resulta em um aumento significativo no potencial de produção de energia. Neste caso, observa-se que 99,9% de todo potencial de geração ocorre dentro de uma faixa de seis desvios padrões, ou seja, $\pm 3\sigma$, entre 25,6 V e 33,8 V, o que corresponde a $\Delta v = 27,5\%$ de v' .

Figura 2.4 – Percentual de energia gerada dentro da faixa de tensão Δv .



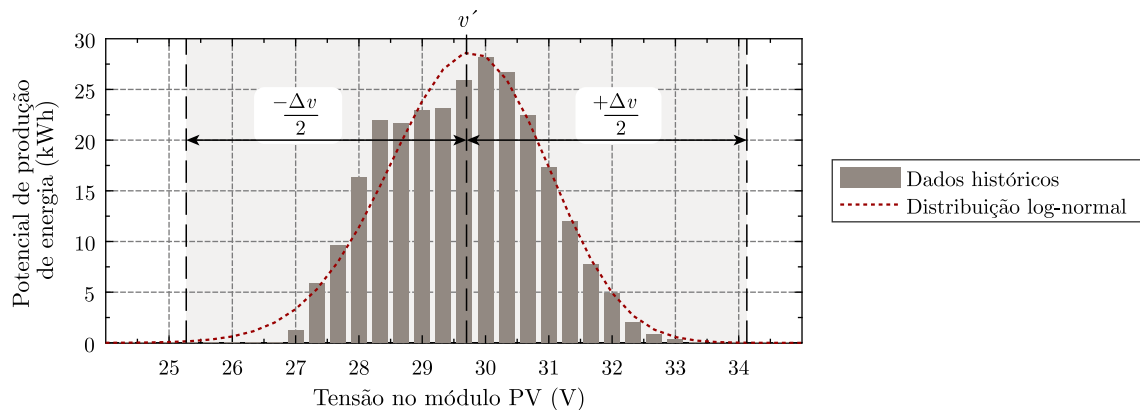
Fonte: Autor.

A função de distribuição log-normal é apresentada na Figura 2.5, onde é destacada a faixa Δv . Isto significa que os conversores que são utilizados para realizar a regulação da tensão dos módulos PV devem ser projetados para operar com uma variação da tensão de entrada (Δv) de no mínimo $\pm 3\sigma$. Por isso, nos exemplos que serão apresentados no decorrer deste trabalho, o valor de Δv é definido em 30%, ou seja, $\pm 15\%$ de v' .

É importante destacar que no caso da utilização de N_{PV} módulos PV em uma mesma *string*, a tensão v' da *string* será N_{PV} vezes maior do que a tensão v' de cada um dos módulos, mas a característica do valor percentual de Δv não será alterada. Observa-

¹No MATLAB, a função “lognpdf” (ou, *Lognormal probability density function*) retorna a curva de distribuição a partir da média e do desvio padrão do conjunto de dados analisados.

Figura 2.5 – Perfil do potencial de produção de energia *versus* tensão de operação de um módulo PV considerando a operação com $\pm\Delta v$ de 15 %.



Fonte: Autor.

se também que é desejável que o conversor CC-CC possua seu pico de eficiência o mais próximo possível do valor de v' , pois isto irá reduzir as perdas acumuladas, uma vez que uma maior quantidade de energia é produzida neste ponto de operação.

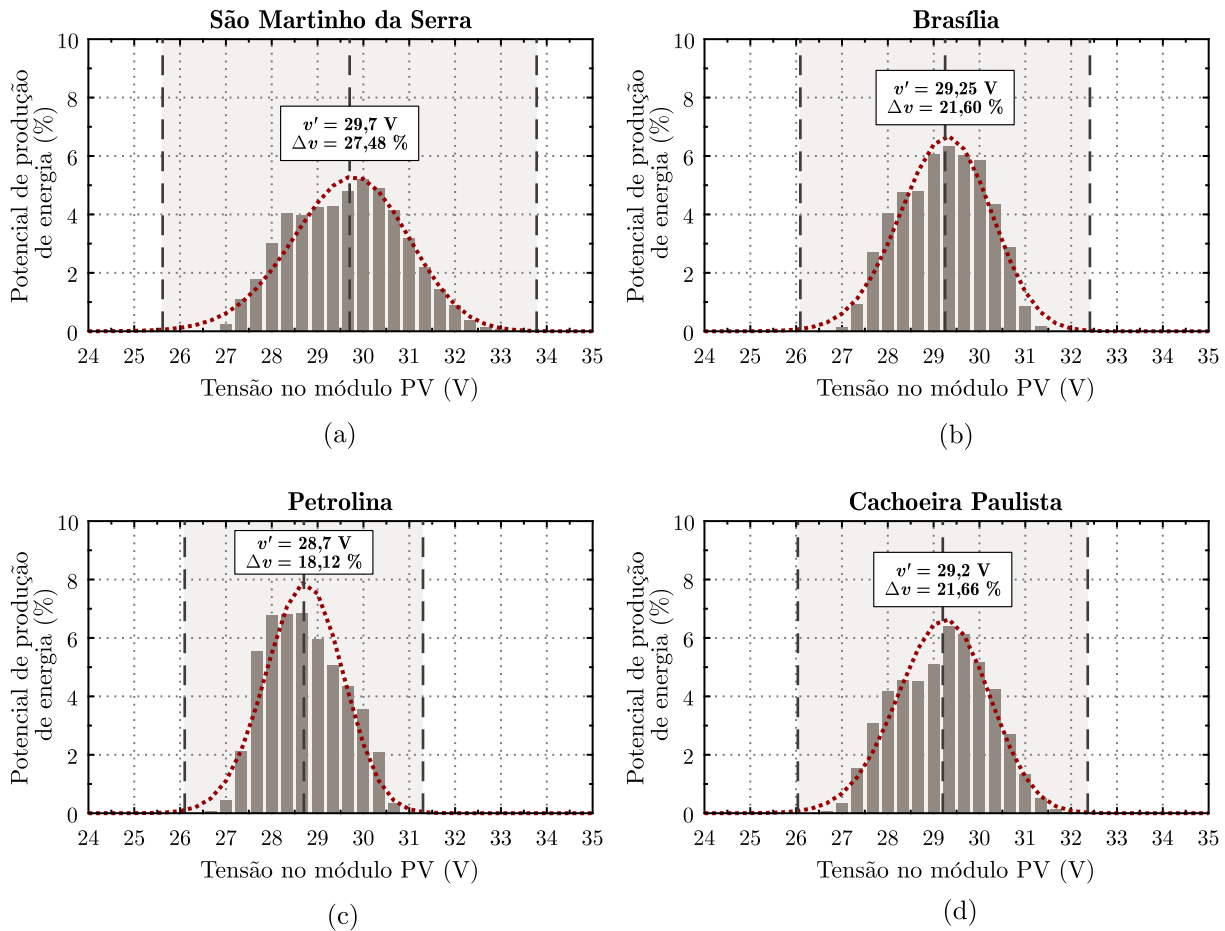
2.4 PERFIL DO POTENCIAL DE PRODUÇÃO DE ENERGIA *VERSUS* TENSÃO DE OPERAÇÃO PARA DIFERENTES LOCALIDADES

Devido às diferenças climáticas, para um determinado modelo de módulo PV, cada localidade de instalação pode apresentar um perfil de densidade de probabilidade diferente, o qual pode ser representado pelos valores de v' e Δv . Nestes módulos, a variação da tensão do MPP é mais afetada pela temperatura do que pela irradiação, e, para um mesmo valor de irradiação, uma temperatura de operação mais elevada provoca uma tensão de MPP menor, conforme mostrado na Figura 1.7. Isso significa que uma localidade com menor amplitude térmica irá apresentar um perfil de tensão mais concentrado (menor Δv), e quanto maior a temperatura média, menor será o valor de v' .

Aplicando o método descrito na Figura 2.2 aos dados estatísticos de estações meteorológicas das localidades de São Martinho da Serra (RS), Brasília (DF), Petrolina (PE) e Cachoeira Paulista (SP), todas pertencentes ao projeto SONDA, obtém-se os perfis do potencial de produção de energia em função da tensão de operação, conforme apresentado na Figura 2.6.

Dentre os gráficos, é possível observar que a localidade de São Martinho da Serra (RS) apresenta o maior valor de Δv (27,48 %) e o maior valor v' (29,7 V), o que é justificado devido ao fato desta localidade estar localizada mais ao sul, onde são observadas temperaturas menores e maiores variações de temperatura durante o ano.

Figura 2.6 – Perfil do potencial de produção de energia *versus* tensão de operação do módulo SunEarth TPB 60-P aplicado às localidades de (a) São Martinho da Serra - RS, (b) Brasília - DF, (c) Petrolina - PE e (d) Cachoeira Paulista - SP.



Fonte: Autor.

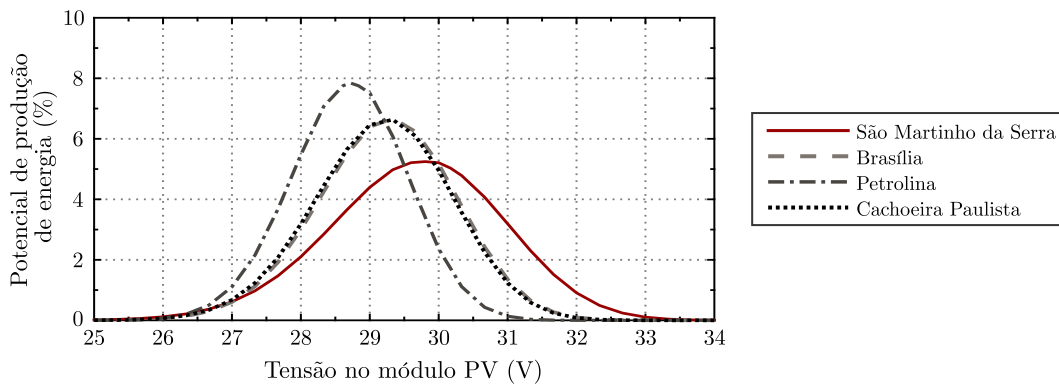
Na localidade de Petrolina (PE), onde as temperaturas médias são maiores e com menor variação durante o ano, observa-se o menor valor de v' (28,7 V), e um perfil de tensão mais concentrado ($\Delta v = 18,12 \%$).

No caso das localidades de Brasília (DF) e Cachoeira Paulista (SP), ambas apresentam perfis de tensão semelhantes entre os dois extremos. É importante destacar que estes gráficos estão em escala percentual da energia gerada, ou seja, não levam em consideração a capacidade de geração absoluta de cada localidade.

Tanto o valor de v' quanto de Δv são fundamentais para o correto dimensionamento de um sistema que utiliza S-PPCs. Por um lado, o valor de v' irá definir a quantidade de módulos a serem conectados em série em uma *string* para obter-se a tensão desejada na entrada, e assim reduzir o ganho de tensão necessário ao S-PPC. Por outro lado, o valor de Δv irá definir a faixa de excursão do ganho de tensão necessário ao S-PPC, que por sua

vez é proporcional à potência ativa. Para destacar as diferenças entre estas localidades, a Figura 2.7 mostra que, apesar da diferença de Δv não parecer muito significativa, a potência ativa do S-PPC projetado para uma localidade cujo $\Delta v = 27,48\%$ (São Martinho da Serra) e uma localidade cujo $\Delta v = 18,12\%$ (Petrolina), pode representar uma redução de até 34% na faixa de tensão de entrada do sistema, que se reflete em uma redução proporcional da potência ativa do S-PPC, o que permite reduzir significativamente seu tamanho e, possivelmente, melhorando a sua eficiência.

Figura 2.7 – Comparação entre as curvas do potencial de geração de energia *versus* tensão de operação nas localidades avaliadas.



Fonte: Autor.

2.5 NÚMERO DE MÓDULOS CONECTADOS EM SÉRIE EM UMA *STRING*

Uma vez que a tensão do barramento CC requerida pelo inversor é definida em função do valor da tensão da rede de distribuição de energia elétrica (entre 220 e 400 V para redes 127/220 V monofásicas e até 660 V no caso de redes trifásicas), o número de módulos conectados em série em uma *string* deve ser adequadamente escolhido para minimizar o ganho de tensão requerido pelo S-PPC. A tensão máxima de operação da *string* ($V_{in_{max}}$) e seu valor mínimo ($V_{in_{min}}$) são calculados por (2.1) e (2.2).

$$V_{in_{max}} = (v' + \frac{\Delta v}{2})N_{PV}, \quad (2.1)$$

$$V_{in_{min}} = (v' - \frac{\Delta v}{2})N_{PV}. \quad (2.2)$$

Considerando a metodologia clássica de projeto de sistemas PV de dois estágios, o número de módulos conectados em série em uma *string* depende da característica de ganho de tensão da topologia utilizada no conversor CC-CC, podendo ser somente elevador de tensão, somente abaixador de tensão ou operar tanto como elevador ou abaixador de

tensão. Se a topologia for elevadora de tensão, então o número máximo de N_{PV} deve ser definido de tal forma que a tensão máxima da *string* nunca seja maior do que a tensão V_{out} . Por outro lado, se a topologia for somente abaixadora de tensão, o valor mínimo de N_{PV} deve garantir que a tensão V_{in} seja sempre maior do que V_{out} . No caso da utilização de topologias elevadoras/abaixadoras, então N_{PV} é definido de tal forma que a tensão V_{in} seja próxima de V_{out} . A Tabela 2.1 apresenta estas restrições para a definição de N_{PV} .

No caso do emprego de S-PPCs como substitutos dos conversores convencionais, as restrições impostas pela Tabela 2.1 também são aplicáveis. Conforme será visto com mais detalhes no Capítulo 3, os conversores S-PPC também podem operar em três diferentes modos, dependendo da necessidade de ganho de tensão e da topologia empregada, podendo ser somente elevadores de tensão, somente abaixadores de tensão ou operar tanto como elevador ou abaixador de tensão.

Para um S-PPC, conforme apresentado anteriormente na Figura 1.12, se a topologia S-PPC é somente elevadora de tensão, V_C será sempre positivo. Por outro lado, se o S-PPC for somente abaixador de tensão, V_C será sempre negativo. No caso da utilização de uma topologia S-PPC com capacidade de operar com tensão V_C tanto positiva quanto negativa, deve-se definir o valor de N_{PV} de tal forma que a tensão V_{in} seja a mais próxima possível de V_{out} , pois isto irá reduzir o ganho de tensão necessário ao S-PPC, tanto como elevador quanto como abaixador de tensão.

Uma vez que o potencial de geração de energia ocorre em valores de tensão próximos a N_{PV} vezes v' , e que a potência ativa no S-PPC é proporcional à diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída, é possível inferir que o emprego de conversores S-PPC como elevadores/abaixadores de tensão juntamente com o correto dimensionamento do número de módulos nas *strings* podem reduzir o processamento de energia neste tipo de sistema. Entretanto, isto pode exigir o emprego de topologias S-PPC mais complexas e maior número de componentes, o que pode não ser vantajoso em termos de eficiência, custo e/ou densidade de potência. Por isto, uma discussão acerca desta abordagem será apresentada na Seção 5.2 desta tese.

Tabela 2.1 – Restrições para a definição do número de módulos PV conectados em série na *string*.

Modo de operação	Número de módulos na <i>string</i>
Elevador de tensão	$N_{PV} \leq \frac{V_{out}}{v' + \frac{\Delta v}{2}}$
Abaixador de tensão	$N_{PV} \geq \frac{V_{out}}{v' - \frac{\Delta v}{2}}$
Elevador/abaixador de tensão	$N_{PV} \approx \frac{V_{out}}{v'}$

2.6 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada uma metodologia para determinar o perfil da tensão de operação de um módulo ou uma *string* PV com base em dados estatísticos de irradiação e temperatura ambiente. A metodologia permite determinar os valores de v' e Δv para um dado modelo de módulo PV e local de instalação. Estes parâmetros servem de base para determinar não somente o número de painéis na *string*, mas também são fundamentais ao projeto dos S-PPC, uma vez que definem o ganho de tensão necessário ao conversor CC-CC, e por conseguinte, a potência ativa, podendo influenciar na densidade de potência do conversor e em sua eficiência, conforme será discutido nos capítulos a seguir.

3 PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA

Neste capítulo é apresentado e discutido o conceito de processamento parcial de energia aplicado aos sistemas PV e suas diferentes formas de implementação. É apresentada uma classificação geral dos circuitos capazes de realizar o PPP e uma revisão bibliográfica dos principais trabalhos publicados até a presente data sobre esta classe de conversores. A revisão bibliográfica revela que algumas questões conceituais sobre o processamento parcial de energia ainda não estão bem esclarecidas na literatura. Ao final do capítulo é apresentada uma breve revisão de alguns conceitos relacionados ao conceito de potência elétrica e da norma internacional IEEE-1459 (2010), os quais servem de embasamento para a principal contribuição desta tese: o desenvolvimento de uma metodologia para avaliar o processamento de energia (ou potência) neste tipo de conversor.

3.1 REALIZAÇÃO DO PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA

O conceito de processamento parcial de energia, o qual fora introduzido na Seção 1.3 e ilustrado pela Figura 1.11, pode ser realizado de duas maneiras distintas: por meio da regulação de corrente ou pela regulação de tensão, conforme será apresentado a seguir.

3.1.1 Regulação de corrente

A regulação de corrente (ou regulação paralela) consiste em utilizar conversores capazes de realizar o equilíbrio das correntes drenadas por fontes de tensão (ou cargas) conectadas em série. Nesta configuração, os conversores eletrônicos são conectados em paralelo a cada uma das fontes de tensão, agindo como fontes de corrente e permitindo que a corrente que circula em cada fonte de tensão seja regulada de forma independente, conforme mostrado na Figura 3.1.

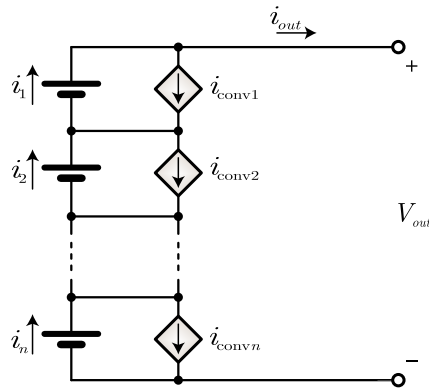
A corrente i_{out} é igual à diferença entre a corrente de cada fonte de tensão e a corrente de seu conversor paralelo, ou seja,

$$i_{out} = i_1 - i_{conv_1} = i_2 - i_{conv_2} = \dots = i_n - i_{conv_n}. \quad (3.1)$$

Desta forma, a corrente necessária para a regulação de cada fonte é menor do que a corrente de saída e a potência ativa entregue pelo regulador paralelo é proporcional a esta diferença.

Este tipo de regulação de corrente é bastante utilizada em circuitos de carga e descarga de baterias com células conectadas em série, onde as diferenças químicas e o

Figura 3.1 – Reguladores paralelos atuando como fontes de corrente para equilibrar as correntes drenadas nas fontes de tensão.



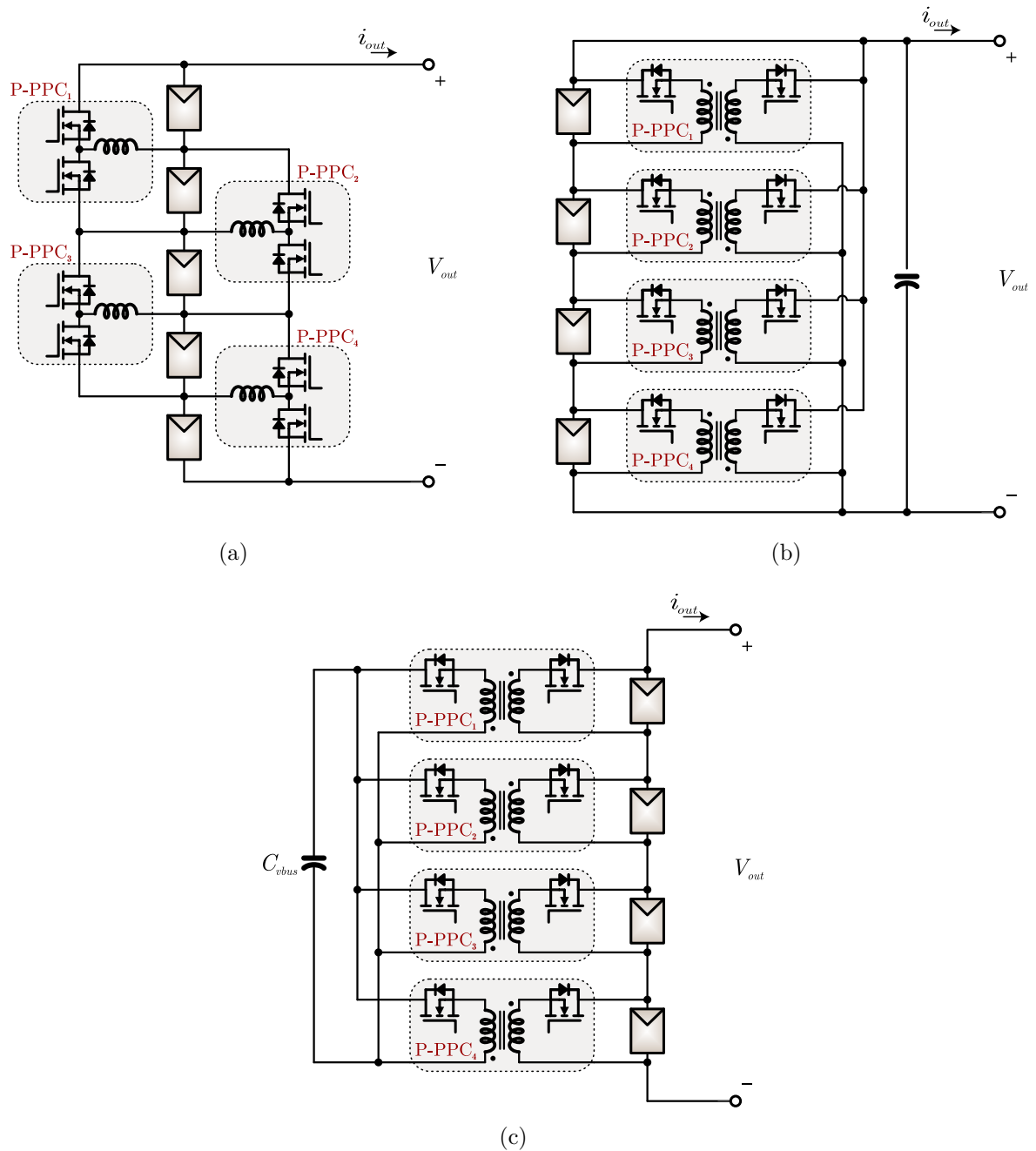
Fonte: Autor.

envelhecimento não-uniforme entre as células fazem com que suas características sejam diferentes umas das outras depois de diversos ciclos de carga e descarga, causando a carga ou descarga não-uniforme entre as células (KUTKUT; DIVAN, 1996). Nesta aplicação, o uso dos reguladores paralelos permite que cada célula possa operar de forma independente, possibilitando o aumento da vida útil das baterias (LEE; CHENG, 2005).

Recentemente, diversos trabalhos científicos foram publicados utilizando a mesma técnica de regulação paralela para realizar o equilíbrio de corrente em arranjos de módulos fotovoltaicos conectados em série alimentando o barramento de um inversor central (SHIMIZU et al., 2001). Esta configuração tem sido denominada DPP (do inglês, *differential power processing*) (SHENOY et al., 2013; QIN, 2014; OLALLA et al., 2015), uma vez que a potência ativa processada por cada conversor é proporcional à diferença entre a corrente de saída da *string* (i_{out}) e a corrente em cada módulo (i_{convn}). Desta forma, os reguladores paralelos são dimensionados com uma potência nominal reduzida a apenas uma parcela da potência entregue pelos módulos, pois processam apenas a quantidade de energia necessária à regulação da corrente entre os módulos (DOUBLEDAY et al., 2016). Neste trabalho adotada-se a nomenclatura P-PPC (do inglês, *parallel-connected partial-power converters*) para se referir aos conversores conectados em paralelo, de acordo com a classificação apresentada por Kasper, Bortis e Kolar (2014).

Diferentes configurações e topologias podem ser utilizadas na implementação dos reguladores do tipo P-PPC. As configurações encontradas na literatura podem ser classificadas em três tipos: o P-PPC pode realizar troca de energia entre os módulos PV e seus módulos vizinhos (vide Figura 3.2 (a)) (SCHAEF; STAUTH, 2014), entre os módulos PV e o barramento principal de saída (vide Figura 3.2 (b)) (KIM; SHENOY; KREIN, 2015) ou entre os módulos PV e um barramento CC virtual (vide Figura 3.2 (c)) (KHAN; XIAO, 2017).

Figura 3.2 – Arquiteturas comuns de conversores P-PPC. (a) Utilizando P-PPCs conectados aos módulos vizinhos (SHIMIZU et al., 2001; SHENOY et al., 2013). (b) Utilizando conversores P-PPCs conectados ao barramento de saída (KIM; SHENOY; KREIN, 2015). (c) Utilizando P-PPCs conectados a um barramento virtual (BELL; PILAWA-PODGURSKI, 2015; KHAN; XIAO, 2017).



Fonte: Adaptado de Shenoy et al. (2013), Kim, Shenoy e Krein (2015), Khan e Xiao (2017).

Em condições de sombreamento parcial, a corrente de entrada em cada conversor paralelo é regulada para ser igual à diferença entre a corrente de saída da *string* e a corrente de máxima potência do módulo, permitindo o rastreamento individual do MPP entre os módulos. Como resultado, toda *string* comporta-se como um único módulo, cujo MPP pode ser rastreado pelo inversor central ou por um estágio CC-CC adicional.

Embora os conversores P-PPC permitam realizar a regulação individual da corrente em cada módulo de uma *string*, é importante observar que o fato da corrente elétrica no MPP ser fortemente dependente da irradiação incidente no módulo em situações de sombreamento parcial, a diferença entre a corrente de máxima potência do módulo e a corrente i_{out} pode ser significativa. Nestes casos, a potência nominal dos reguladores paralelos não poderá ser muito menor do que a potência do seu respectivo módulo PV, pois os conversores P-PPC devem ser dimensionados para suportar a diferença de corrente entre os módulos.

Além disso, nesta configuração, a tensão do barramento de saída é sempre igual à soma das tensões nos módulos, variando de acordo com o ponto de máxima potência dos módulos PV. Caso a *string* esteja conectada diretamente ao barramento de um inversor alimentado em tensão (VSI, do inglês *voltage source inverter*), o mesmo deve ser projetado para operar com uma tensão de barramento não-fixa. Caso se deseje conectar um arranjo com múltiplas *strings* em paralelo, é exigida a inclusão de um conversor CC-CC adicional para adequar a tensão de cada *string* ao barramento, o que pode comprometer a eficiência do sistema.

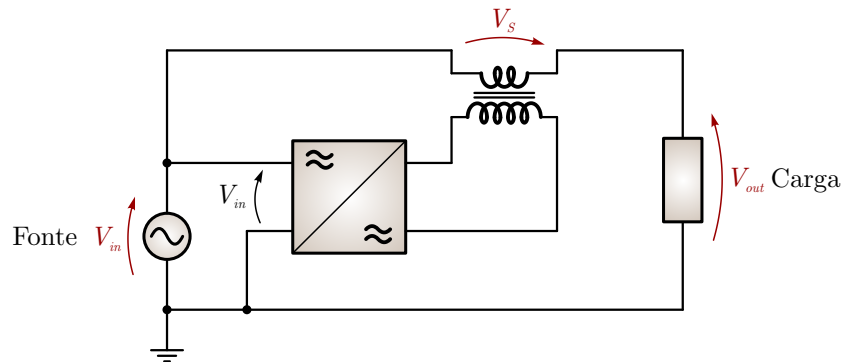
Em sistemas de médio e grande porte, como na arquitetura *multi-string*, estes pontos negativos podem tornar a regulação paralela menos atrativa, quando comparada à regulação série, conforme será discutido à seguir.

3.1.2 Regulação de tensão

Ao contrário da regulação de corrente, os reguladores de tensão (ou reguladores série) são circuitos eletrônicos ligados em série com as fontes de tensão (ou cargas) e podem ser utilizados para permitir a regulação independente da potência drenada de cada fonte.

Historicamente, reguladores série eletromagnéticos ou eletrônicos têm sido empregados em sistemas de potência para realizar a regulação ativa de tensão em redes distribuição de energia em corrente alternada (SERVETAS; VLACHAKIS, 1981). A Figura 3.3 ilustra um exemplo de configuração onde um circuito eletrônico aciona o primário de um transformador de baixa frequência cujo secundário é conectado em série ao fluxo de energia. Neste circuito, a potência ativa processada pelo regulador eletrônico e pelo transformador série é apenas uma parcela da energia entregue à carga, proporcional à V_S , que é a diferença de tensão da fonte (V_{in}) e a da carga (V_{out}). A relação de espiras entre o

Figura 3.3 – Regulador série utilizado em sistemas de potência.



Fonte: Adaptado de Hietpas e Naden (2000).

enrolamento primário (conectado à saída do conversor) e o secundário contribui para que a corrente no primário seja muito menor do que a corrente que circula no secundário do transformador em série com a fonte.

A regulação série também já foi utilizada como uma solução de baixo processamento de energia em circuitos para correção do fator de potência (PFC ou *power factor correction*) (HERNANDO et al., 1999; GARCIA et al., 2003), onde os conversores série são projetados para processar somente a quantidade de energia necessária para moldar a forma de onda da corrente de entrada no formato senoidal.

De forma semelhante, conversores eletrônicos conectados em série também são aplicados em amplificadores híbridos de potência (HPA, do inglês, *hybrid power amplifiers*) onde o emprego de amplificadores lineares conectados em série a amplificadores chaveados permitem elevar a banda passante do sistema com uma pequena potência ativa sendo processada pelos amplificadores lineares (BELTRAME et al., 2012).

Os conversores chaveados que utilizam regulação série já receberam diversas denominações diferentes na literatura, como, por exemplo, “*parallel power conversion technique*”, ou PPCT (SNYMAN; ENSLIN, 1992; ENSLIN; SNYMAN, 1991), “*series-connected boost unit*”, ou SBCU (BUTTON, 1996), “*reduced redundant power processing*”, ou R2P2 (TSE; CHOW; CHEUNG, 2001; CHEUNG; CHOW; TSE, 2008; LOERAPALOMO; MORALES-SALDAÑA; PALACIOS-HERNÁNDEZ, 2013), ou simplesmente “*partial-power processing*”, ou PPP (DONG et al., 2017; SHOUSHA et al., 2017).

Para aplicações no estágio CC-CC de sistemas fotovoltaicos, o uso de reguladores série foi apresentado originalmente por Enslin e Snyman (1991) em um circuito de carga e descarga de baterias em sistemas isolados de geração PV. Posteriormente foi empregado por Button (1996) em sistemas de alimentação aplicados a naves espaciais da NASA (*National Aeronautics and Space Administration*), sendo patentado pela NASA em 2006 (BIRCHENOUGH, 2006). Por ter sido a primeira forma de implementação do conceito de

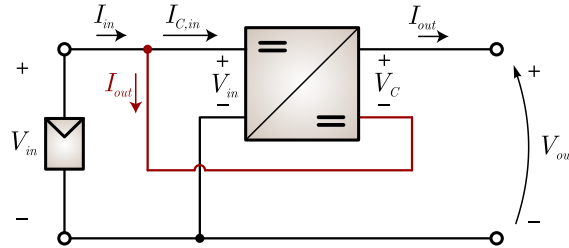
processamento parcial de energia em sistemas PV, o termo PPP (do inglês, *partial power processing*) foi utilizado em alguns trabalhos subsequentes da literatura para referir-se aos conversores com conexão série (AGAMY et al., 2012; ZHAO; ZHOU; HAN, 2013). Entretanto, devido ao conceito de PPP poder ser implementado também por conversores com conexão paralela, para evitar confusões na nomenclatura, nesta tese adota-se o termo S-PPC (do inglês, *series-connected partial-power converters*), seguindo a terminologia e classificação proposta por Kasper, Bortis e Kolar (2014).

Na Figura 3.4 é apresentado o diagrama de conexão de um S-PPC¹. Observa-se que a tensão de saída do sistema é a soma da tensão de entrada e a tensão V_C . Da mesma forma, a corrente de entrada é a corrente de saída somada à corrente que entra no conversor do regulador ($I_{C,in}$), ou seja,

$$V_{out} = V_{in} + V_C, \quad (3.2)$$

$$I_{in} = I_{out} + I_{C,in}. \quad (3.3)$$

Figura 3.4 – Diagrama de conexão de um S-PPC.



Fonte: Autor.

Desconsiderando-se as perdas do conversor, a potência ativa processada no conversor ($P_{C,out}$) e a parcela de potência ativa que flui diretamente da entrada para a saída do conversor (P_{dir}) são calculadas por

$$P_{C,out} = V_C I_{out} = V_{in} I_{C,in}, \quad (3.4)$$

$$P_{dir} = V_{in} I_{out}. \quad (3.5)$$

Nesta configuração, a saída do estágio CC-CC pode ser vista como uma fonte de tensão constante, pois o valor de V_{out} é fixo, regulado pelo inversor conectado à saída. Enquanto isso, o regulador série controla a tensão e a corrente de entrada para rastrear o ponto de máxima potência da *string* de acordo com as variações de irradiação e tem-

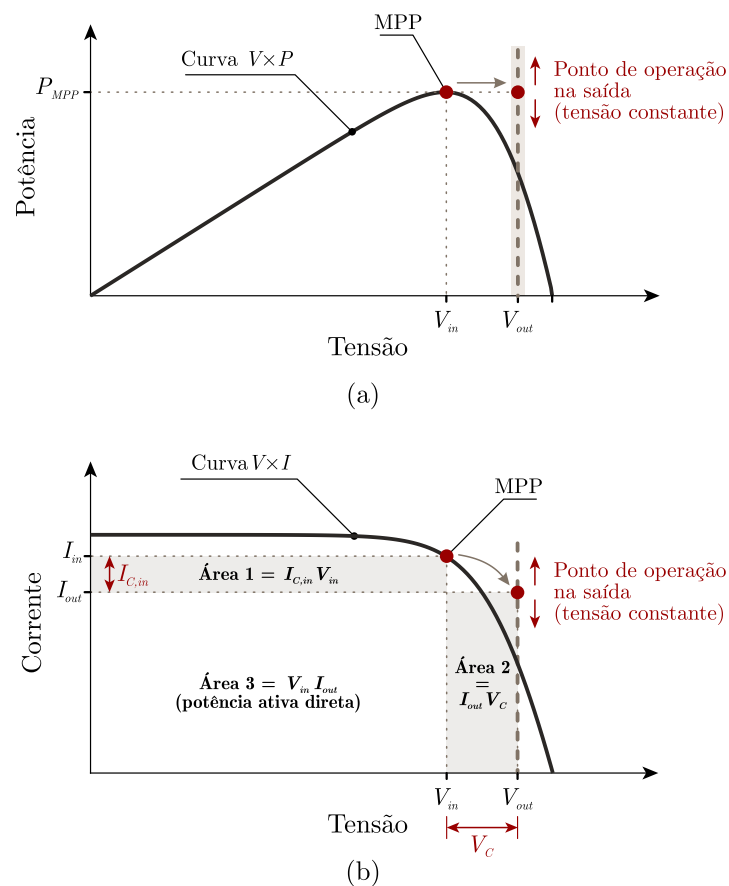
¹Este é um dos tipos de implementação dos conversores S-PPC, o outro tipo de conversor S-PPC será apresentado na Seção 3.2.

peratura. A potência ativa na entrada e na saída é a mesma, conforme exemplo de uma curva $V \times P$ ilustrado pela Figura 3.5 (a).

A Figura 3.5 (b) ilustra a curva $V \times I$ para este exemplo, onde as áreas em destaque (Área 1 e Área 2) são iguais entre si e representam a potência ativa processada no S-PPC, e a Área 3 representa a parcela de potência ativa que flui diretamente da entrada para a saída sem ser processada pelo S-PPC. Quanto mais próxima a tensão de entrada estiver da tensão de saída, menor será o valor de V_C , e menor será o tamanho das Áreas 1 e 2, e maior será a parcela de potência ativa direta.

Conforme apresentado no Capítulo 2, durante a operação dos módulos PV as tensões e correntes no ponto de máxima potência sofrem variações que dependem da temperatura no painel e da irradiação incidente. Como as variações da tensão são muito menores e menos dependentes da irradiação do que as variações de corrente, a regulação usando S-PPCs apresenta-se como uma alternativa conveniente para regular as diferenças de tensão entre cada uma das *strings* em sistemas PV *multi-string* que operam em situações de sombreamento parcial.

Figura 3.5 – Ponto de operação de saída e potência ativa nos reguladores S-PPC. (a) Curva tensão-potência, (b) Curva tensão-corrente.



Fonte: Autor.

Os S-PPCs podem ser utilizados também de forma integrada aos módulos PV (MICs CC) (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2014). Neste caso, os mesmos podem ter suas saídas conectadas em paralelo, conforme ilustrado na Figura 3.6 (a), ou em série, como ilustrado na Figura 3.6 (b) (ZHAO; ZHOU; HAN, 2013).

A tensão de saída do estágio CC (barramento) deve ser compatível com a tensão da rede elétrica CA para que o inversor de frequência consiga injetar potência ativa na rede. Para isto, a tensão de barramento CC deve ser suficientemente grande. No entanto, os módulos PV comerciais possuem valores de tensão muito menores, entre 30 a 50 V. Por isso, nas configurações em que os S-PPC integrados são conectados em paralelo (vide Figura 3.6 (a)), os mesmos devem possuir um elevado ganho de tensão, o que pode causar a redução da eficiência do sistema.

Quando os S-PPCs integrados são conectados em série (vide Figura 3.6 (b)), o ganho de tensão requerido é reduzido, mas o uso de um regulador individual para cada módulo PV faz com que o sistema possua muitos conversores, o que pode aumentar o custo do sistema sem proporcionar uma significativa melhoria no aproveitamento de energia.

Por estes motivos, em sistemas de médio e grande porte, a utilização de reguladores S-PPC em nível de *string* ou arranjo de *strings* se torna uma das alternativas mais adequadas para realizar a interface com o barramento de um inversor central (ELASSER et al., 2010), conforme ilustrado na Figura 3.7. Nesta configuração, cada *string* possui um S-PPC que realiza o rastreamento do MPP, sendo que o número de módulos PV da *string* é dimensionado em função da tensão de barramento desejada e a quantidade de *strings* define a potência nominal do sistema.

Figura 3.6 – Arranjos de reguladores S-PPC integrados aos módulos PV. (a) Exemplo de arranjo de reguladores S-PPC conectados em paralelo (AGAMY et al., 2013), (b) exemplo de arranjo de reguladores S-PPC conectados em série (ZHAO; ZHOU; HAN, 2013).

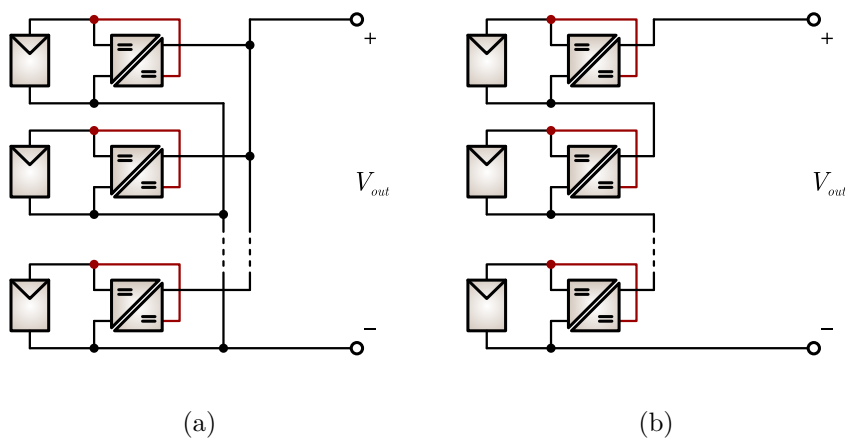
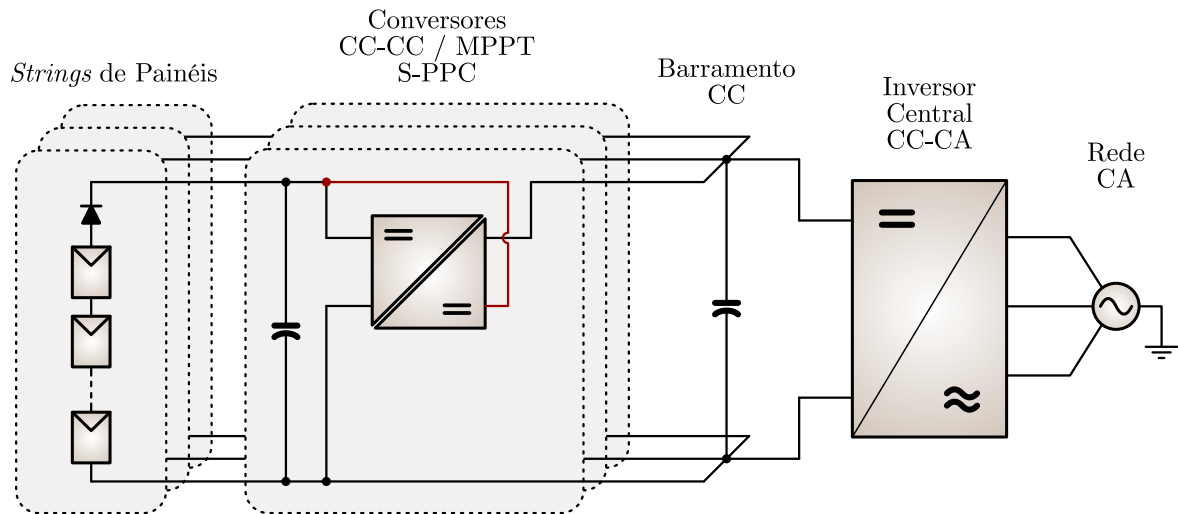


Figura 3.7 – Arquitetura *multi-string* utilizando reguladores S-PPC.

Fonte: Autor.

3.2 CLASSIFICAÇÃO DOS CONVERSORES S-PPC

Os reguladores S-PPC podem ser classificados pelo seu ganho de tensão e pela forma com que são conectados entre a fonte e a carga. Em relação à conexão, os S-PPCs podem ser vistos como um conversor CC-CC que é conectado a um conversor imaginário não-isolado com ganho unitário (ZHAO; YEATES; HAN, 2013). A energia que flui da fonte para a carga é dividida entre o conversor real e o conversor imaginário. A energia que atravessa o conversor imaginário é entregue à carga sem ser processada, isto é, com 100% de eficiência, e somente a energia que atravessa o conversor real é processada pelo circuito.

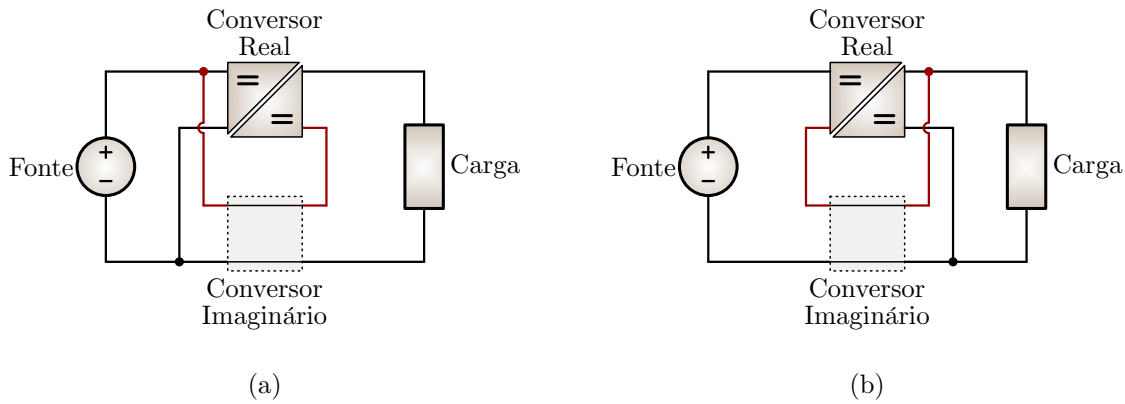
A conexão entre o conversor real e o conversor imaginário pode ser feita de duas maneiras: com entrada paralela e saída série (EPSS), conforme apresentado na Figura 3.8 (a), ou com entrada série e saída paralela (ESSP), conforme Figura 3.8 (b).

3.2.1 Conversor S-PPC com entrada paralela e saída série (EPSS)

Na configuração com entrada paralela e saída série, a tensão de saída do circuito (V_{out}) é a soma da tensão de entrada (V_{in}) e a tensão de saída do regulador série (V_C) (3.6).

$$V_{out} = V_{in} + V_C, \quad (3.6)$$

Figura 3.8 – Classificação dos S-PPCs quanto à forma de conexão. (a) Entrada paralela, saída série (EPSS). (b) Entrada série, saída paralela (ESSP).



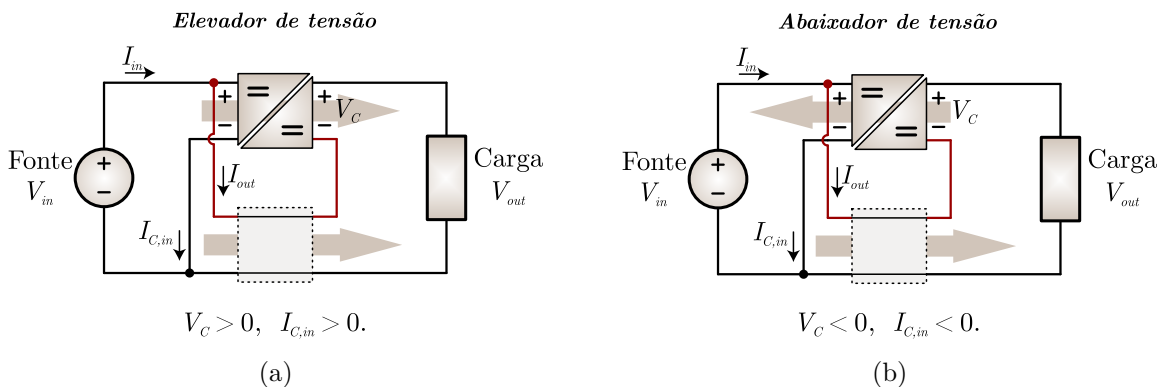
Fonte: Adaptado de Zhao, Yeates e Han (2013).

Se forem desprezadas as ondulações da tensão de entrada e saída, a parcela de potência ativa processada pelo regulador em relação à potência ativa de saída ($\frac{P_C}{P_{out}}$) pode ser calculada pela expressão (3.7).

$$\frac{P_{C,out}}{P_{out}} = \frac{V_C I_{out}}{V_{out} I_{out}} = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}}. \quad (3.7)$$

A Figura 3.9 apresenta um diagrama esquemático indicando o fluxo de “potência” no conversor e a existência de um conversor virtual por onde a “potência” é transferida sem perdas. Para $V_C > 0$, conforme Figura 3.9 (a), este circuito opera como um elevador de tensão, sendo que a potência ativa no S-PPC é positiva e proporcional ao valor da tensão V_C .

Figura 3.9 – Configuração entrada paralela, saída série. (a) Elevador; (b) Abaixador



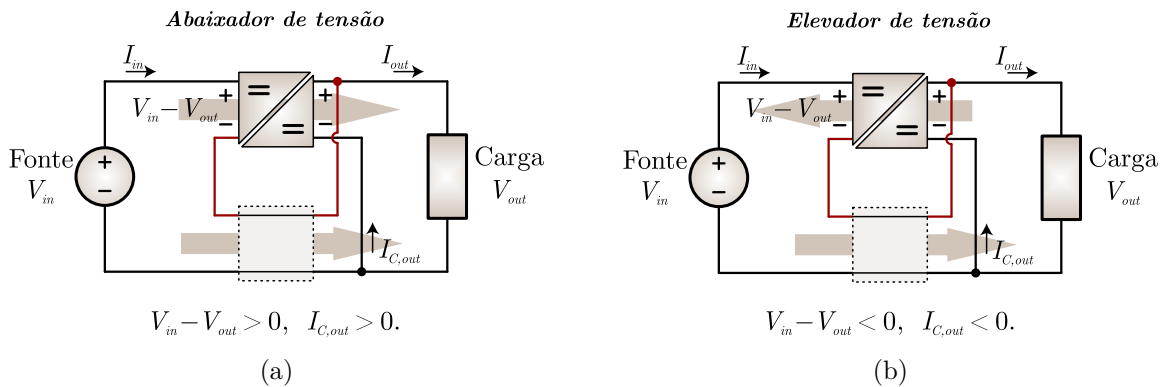
Fonte: Adaptado de Zhao, Yeates e Han (2013)

A configuração EPSS pode também fazer o circuito operar como abaixador de tensão. Caso a topologia do S-PPC permita, isto é possível invertendo a polaridade da tensão de saída ($V_C < 0$) e o sentido da corrente de entrada do S-PPC ($I_{C,in} < 0$). Neste caso, o fluxo de energia no conversor real é invertido, e parte da energia que atravessa o conversor imaginário é devolvida pelo conversor para a fonte, como mostrado na Figura 3.9 (b).

3.2.2 Conversor S-PPC com entrada série e saída paralela (ESSP)

Na configuração com entrada série e saída paralela, o circuito atua naturalmente como um abaixador de tensão, onde o regulador série é alimentado por uma tensão proporcional à diferença entre a tensão de saída e a tensão de entrada, conforme ilustrado na Figura 3.10 (a). Da mesma forma que no caso anterior, ao inverter o fluxo de energia no S-PPC, o circuito passa a atuar como elevador de tensão, conforme mostrado na Figura 3.10 (b) (YUAN et al., 2009).

Figura 3.10 – Configuração entrada série, saída paralela. (a) Abaixador; (b) Elevador



Fonte: Adaptado de Zhao, Yeates e Han (2013)

A parcela de potência ativa processada pelo regulador em relação à potência ativa de saída ($\frac{P_C}{P_{out}}$) pode ser calculada por:

$$\frac{P_{C,out}}{P_{out}} = \frac{V_{out} I_{C,out}}{V_{out} I_{out}} = \frac{I_{out} - I_{in}}{I_{out}}. \quad (3.8)$$

3.2.3 Comparação entre configurações EPSS e ESSP

Nos sistemas fotovoltaicos com arquitetura *multi-string*, o número de módulos conectado em série em cada *string* pode ser definido para que a tensão da string seja

menor ou maior do que a tensão do barramento, o que pode exigir que o conversor CC-CC tenha uma característica elevadora ou abaixadora de tensão, respectivamente. Com exceção de alguns casos específicos em que a tensão da *string* é projetada para ser maior do que a tensão do barramento CC, usualmente, o número de módulos conectado em série em cada *string* é definido para que a tensão da *string* seja menor do que a tensão do barramento, exigindo que o conversor CC-CC tenha característica elevadora de tensão. Isto é feito por duas principais razões: para reduzir o número de módulos em série, reduzindo o risco da *string* sofrer com problemas de sombreamento parcial, e por questões de segurança, uma vez que a tensão de isolamento máxima dos módulos PV é usualmente de até 1000 V.

Nos S-PPCs, a característica elevadora de tensão pode ser obtida tanto na configuração EPSS quanto na configuração ESSP. Entretanto, na configuração EPSS isso acontece sem a necessidade de inverter o fluxo de energia no S-PPC, enquanto que na configuração ESSP é necessário inverter o fluxo de energia no S-PPC. Isso acontece porque na configuração ESSP, uma parcela da potência ativa é entregue diretamente à carga, mas o conversor devolve parte desta potência para a fonte, fazendo com que a configuração ESSP processe mais energia do que a configuração EPSS. De forma análoga, caso se deseje uma característica abaixadora de tensão, a configuração ESSP apresenta uma menor potência ativa.

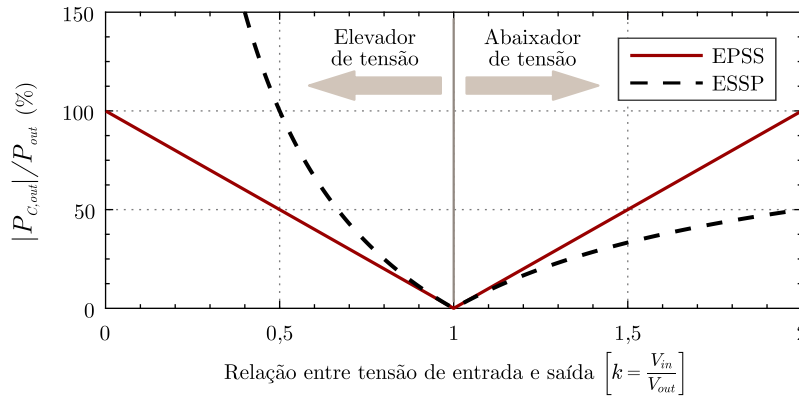
Para mostrar melhor este efeito, a Figura 3.11 ilustra o percentual da potência ativa no S-PPC em relação à potência ativa de saída em função da relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída ($k = \frac{V_{in}}{V_{out}}$) calculadas por (3.7) e (3.8) para ambas configurações operando como elevadores ou abaixadores de tensão. É possível observar que quando a tensão de entrada se aproxima da tensão de saída ($k = 1$), a potência ativa nas duas configurações é pequena e quando o valor de k se distancia de 1, a potência ativa aumenta nas duas configurações, mas com valores diferentes.

No gráfico da Figura 3.11, assim como nos demais gráficos que serão apresentados no decorrer desta tese, a potência ativa no S-PPC é apresentada em função da relação entre tensão de entrada e tensão de saída do estágio CC-CC ($k = V_{in}/V_{out}$), que é o inverso do ganho estático do conversor CC-CC (M), ou seja, $k = \frac{1}{M}$. Os gráficos são apresentados em função de k porque em sistemas PV com arquitetura *multi-string*, a tensão de entrada varia em função do MPP da *string*, enquanto que a tensão de saída do estágio CC é constante e regulada pelo inversor central. Assim, uma variação de 30% na tensão de entrada ($\Delta v = 30\%$) requer uma variação de 0,3 p.u. em k , ou seja, o valor de k requerido pela etapa CC-CC varia linearmente com a variação da tensão de entrada.

A equação que descreve a relação $\frac{P_{C,out}}{P_{out}}$ é obtida substituindo $k = \frac{V_{in}}{V_{out}}$ em (3.7), para a configuração EPSS, resultando em

$$\frac{P_{C,out}}{P_{out}} = |1 - k| \quad (3.9)$$

Figura 3.11 – Potência ativa processada pelos conversores S-PPC em função da relação entre tensão de entrada e saída.



Fonte: Autor.

e substituindo $\frac{P_{C,out}}{P_{out}}$ em (3.8), para a configuração ESSP, resultando em

$$\frac{P_{C,out}}{P_{out}} = \left| 1 - \frac{1}{k} \right|. \quad (3.10)$$

Observa-se que a configuração EPSS é mais adequada quando se deseja característica elevadora de tensão, enquanto que a configuração ESSP é mais adequada quando se deseja característica abaixadora. Além disso, uma característica importante da configuração EPSS é que a potência ativa do S-PPC varia de forma linear em função da variação da tensão de entrada. Isto torna essa configuração adequada para o projeto de S-PPCs capazes de operar tanto como elevadores quanto abaixadores de tensão, pois a potência ativa no S-PPC será a mesma operando como abaixador ou como elevador de tensão para um mesmo valor de tensão V_C positivo ou negativo.

3.2.4 Topologias S-PPC com fluxo bidirecional de energia

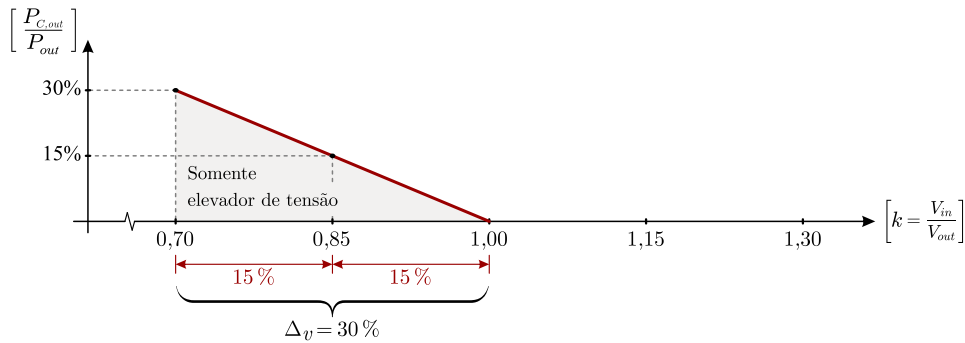
Considerando-se o exemplo do perfil da tensão de geração de energia da cidade de São Martinho da Serra, em que Δv é definido em 30% de v' , conforme discutido no Capítulo 2, o número de módulos PV a ser utilizados em cada *string* irá depender se o sistema será do tipo elevador de tensão, abaixador de tensão ou elevador/abaixador de tensão.

A maioria das topologias básicas de conversores CC-CC (por exemplo: *buck*, *boost*, *flyback* e *forward*, etc.) possuem fluxo unidirecional de energia, ou seja, não permitem transferir energia da saída de volta para a entrada por meio da inversão dos níveis de tensão e/ou corrente de saída em relação à entrada. Por isso, seu emprego como S-PPC só

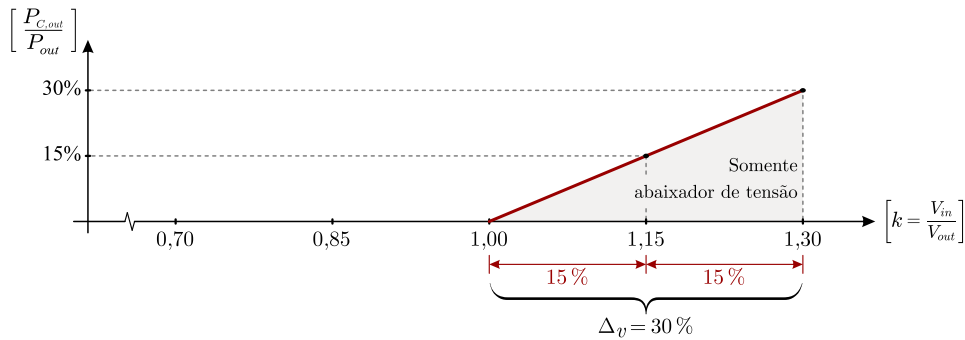
permite operar como elevador ou como abaixador de tensão, dependendo da configuração EPSS ou ESSP.

No caso de S-PPCs na configuração EPSS, de acordo com (3.9), caso a topologia seja somente elevadora de tensão, a relação $\frac{P_{C,out}}{P_{out}}$ terá um comportamento conforme mostrado na Figura 3.12 (a), onde a potência ativa percentual máxima no S-PPC será igual ao valor percentual de Δv , e quando V_{in} se aproxima de V_{out} , a potência ativa no S-PPC se aproxima de zero. Um efeito semelhante ocorre caso a topologia seja somente abaixadora de tensão, neste caso com a tensão de entrada sempre maior que V_{out} , conforme mostrado na Figura 3.12 (b).

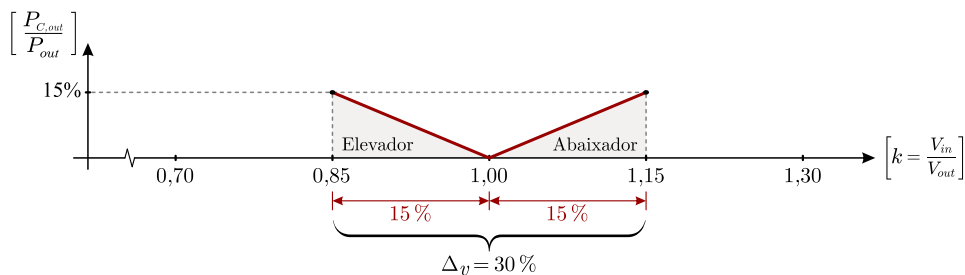
Figura 3.12 – Percentual de potência ativa $P_{C,out}$ em relação a P_{out} considerando o emprego de topologias: (a) somente elevadoras de tensão, (b) somente abaixadoras de tensão e (c) elevadoras/abaixadoras de tensão.



(a)



(b)

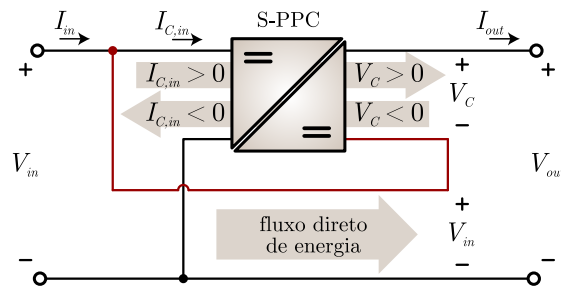


(c)

Entretanto, o emprego de topologias capazes de operar tanto como elevadoras quanto abaixadoras de tensão na configuração de regulador série pode permitir uma redução ainda maior na potência ativa do S-PPC para a mesma faixa de regulação de tensão. Isto é observado porque ao escolher adequadamente o número de módulos PV em uma *string* de forma a coincidir ou aproximar o valor médio de tensão da *string* ($N_{PV} v'$) com o valor do barramento CC, a potência ativa percentual máxima no S-PPC é metade do valor de Δ_v percentual, conforme observado na Figura 3.12 (c).

Para que o S-PPC possa operar tanto como elevador quanto como abaixador de tensão, é necessário que a topologia do conversor série seja capaz de operar com fluxo bidirecional de energia. Considerando o emprego da configuração EPSS, para que este fluxo bidirecional seja possível, a topologia de S-PPC utilizada deve permitir a inversão da polaridade da tensão de saída e também a inversão do sentido da corrente de entrada, conforme apresentado no diagrama da Figura 3.13.

Figura 3.13 – Fluxo bidirecional de energia na configuração EPSS de S-PPC.

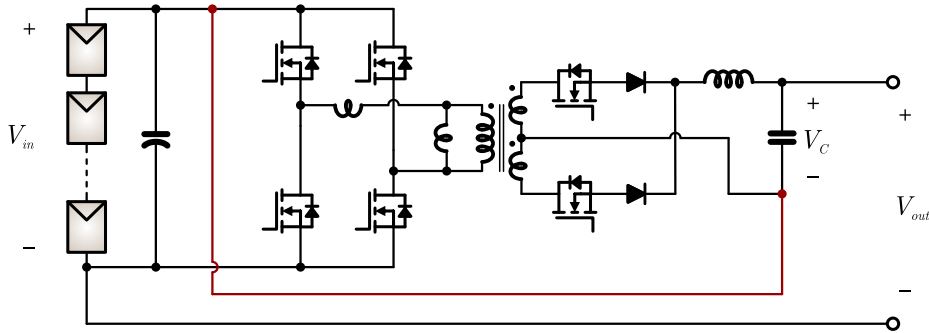


Fonte: Autor.

Apesar deste tipo de abordagem apresentar como ponto positivo uma evidente redução na potência ativa do S-PPC, atender aos requisitos de bidirecionalidade do fluxo de energia pode exigir o emprego de topologias mais complexas e com maior número de componentes ativos e passivos, podendo tornar-se uma solução mais cara, menos confiável e até mesmo menos eficiente do que topologias somente elevadoras ou abaixadoras de tensão. Para que se possa determinar se o uso de topologias S-PPC bidirecionais são ou não vantajosas, torna-se necessária uma análise criteriosa, que leve em consideração não somente a potência ativa dos conversores, mas também como ocorre o processamento de energia neste tipo de circuito, além de análises que levem em consideração aspectos práticos importantes, como volume e eficiência.

Até a presente data, apenas uma abordagem deste tipo foi apresentada na literatura por Cao (2015), onde se utilizou uma topologia baseada em uma modificação da topologia *full-bridge*, cujo diagrama esquemático é apresentado na Figura 3.14. Na referência, são apresentadas as possíveis vantagens do uso deste tipo de topologia em sistemas PV, porém os resultados apresentados não são conclusivos, pois não foram apresentados quaisquer resultados experimentais que comprovem melhora de desempenho em termos de volume

Figura 3.14 – Exemplo de topologia S-PPC com fluxo bidirecional de energia.



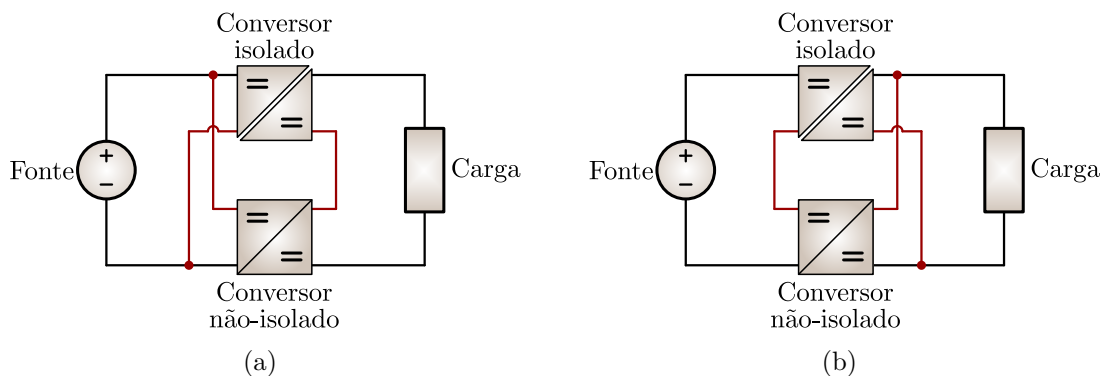
Fonte: Cao (2015).

e/ou eficiência. Neste sentido, uma das contribuições desta tese é investigar de forma minuciosa esta topologia e seu princípio de funcionamento, de forma a identificar os pontos positivos e negativos de sua aplicação, conforme será apresentado na Seção 5.2.

3.2.5 Configurações S-PPC que empregam mais de um conversor

Além das configurações EPSS e ESSP apresentadas anteriormente, alguns trabalhos apresentados na literatura propõem o uso de configurações que incluem mais de um conversor CC-CC, resultando em configurações mistas que podem apresentar bons desempenhos em determinados modos de operação. Um exemplo disso é a substituição do conversor imaginário da Figura 3.8 (a) por um segundo conversor CC-CC não-isolado, que irá resultar em uma topologia com dois conversores conectados entre si, podendo ser do tipo EPSS ou ESSP, conforme ilustrado na Figura 3.15. Este tipo de configuração pode permitir melhorias de desempenho ao desligar ou contornar um dos conversores,

Figura 3.15 – Topologias S-PPC com dois conversores CC-CC. (a) ESSP, (b) EPSS.

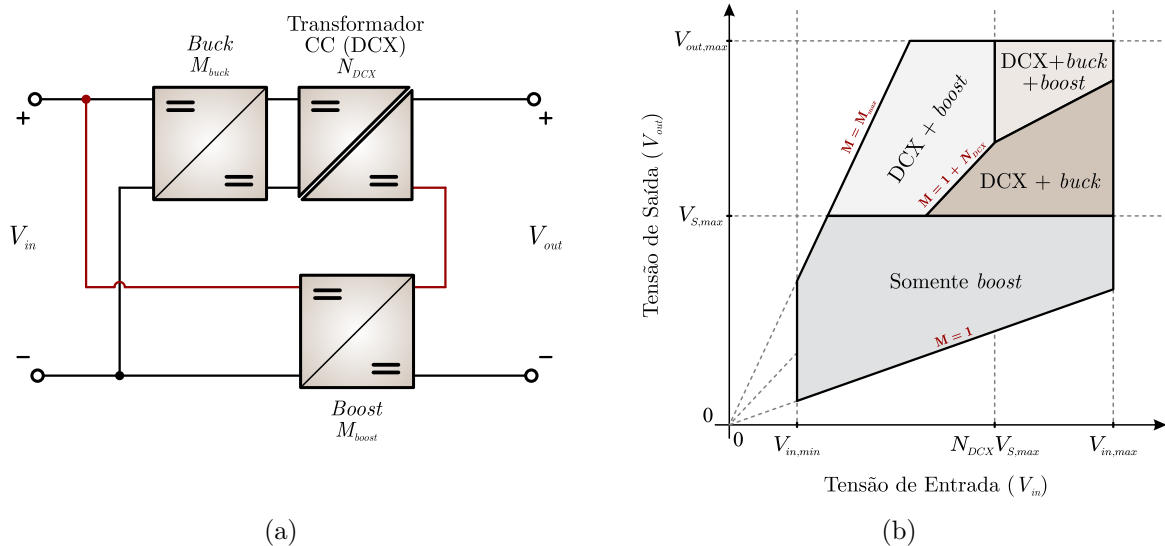


Fonte: Autor.

dependendo do modo de operação, além de permitir que o circuito opere como abaixador ou elevador. Entretanto, este tipo de arranjo elimina o caminho direto de energia do “conversor imaginário”, e por isso, a topologia resultante não se enquadra no conceito de PPP.

No trabalho de Chen et al. (2016), cuja patente foi concedida à Universidade do Colorado (CHEN et al., 2015), os autores apresentam uma configuração que emprega um conversor *boost*, cuja saída é conectada em série a um conversor *buck*, e um conversor DAB (*dual active bridge*) ressonante com alta eficiência e ganho de tensão fixo (definido naquela referência como DCX, ou transformador CC), conforme mostrado na Figura 3.16 (a). De acordo com os autores, a configuração permite realizar o processamento parcial de energia em alguns modos de operação, podendo resultar em eficiências de até 98,7%, dependendo de quais conversores são acionados ou contornados, como mostrado na Figura 3.16 (b).

Figura 3.16 – Topologia mista empregando três conversores CC-CC. (a) Arquitetura, (b) Modos de operação.

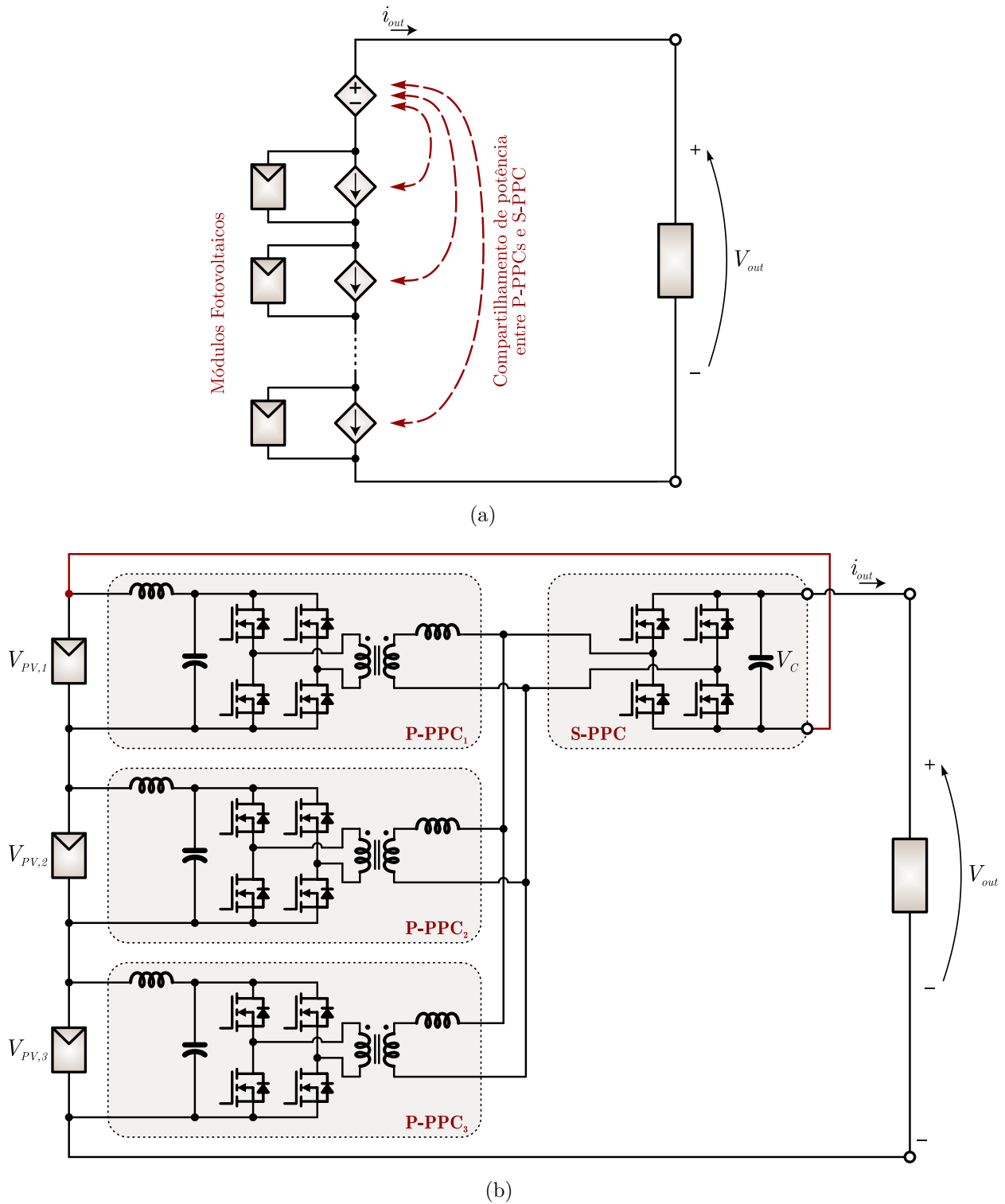


Fonte: Chen et al. (2016)

3.2.6 Configurações mistas entre P-PPC e S-PPC

Além das configurações já apresentadas, pode-se também citar as configurações que utilizam características de P-PPCs e S-PPCs em um mesmo circuito. Um exemplo deste tipo de implementação é apresentado na Figura 3.17 (a) (SHOUSHI et al., 2015), onde reguladores *full-bridge* CC-CC conectados em paralelo aos módulos PV interagem com um barramento CC que alimenta outro conversor *full-bridge*, cujo secundário é conectado em série ao fluxo de energia, tornando-se um conversor DAB multicanal cujo diagrama

Figura 3.17 – Configuração de regulador que utiliza P-PPC e S-PPC. (a) Arquitetura, (b) diagrama esquemático do circuito.



Fonte: Adaptado de Shousha et al. (2015)

esquemático é apresentado na Figura 3.17 (b). Nesta configuração, os P-PPCs permitem realizar a regulação individual das correntes nos módulos fotovoltaicos, ao mesmo tempo em que o S-PPC do secundário realiza a regulação da tensão de saída, obtendo-se as vantagens destes dois tipos de regulação. Em contrapartida, esta configuração exige um número elevado de conversores, o que pode tornar o sistema complexo e caro.

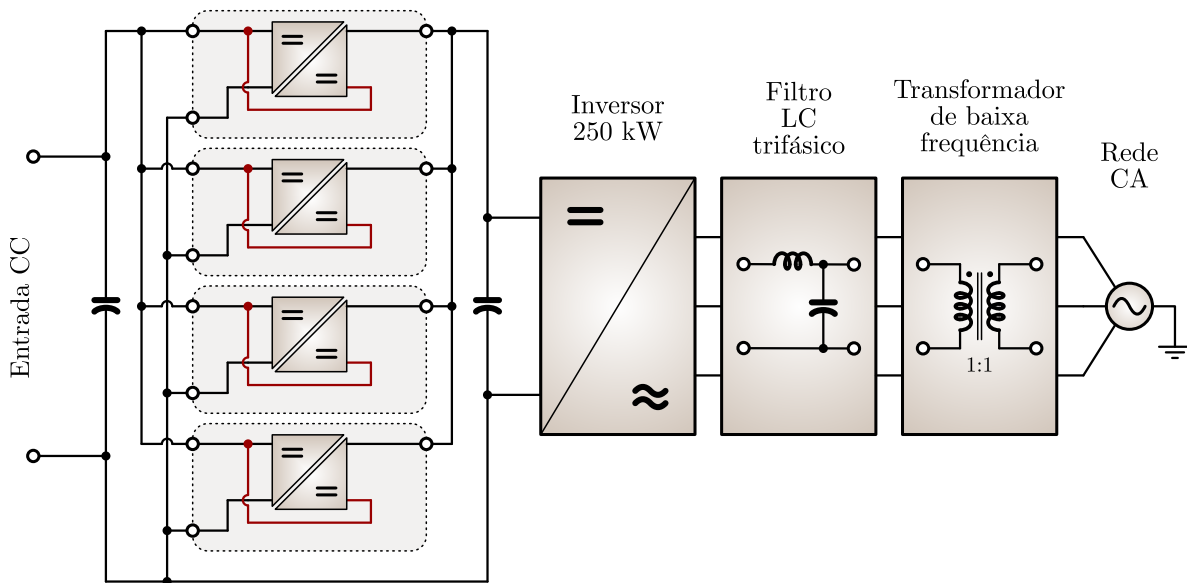
3.3 DISCUSSÃO ACERCA DOS TRABALHOS QUE ABORDAM QUESTÕES CONCEITUAIS A RESPEITO DO PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA

À medida que os conversores S-PPC começaram a atrair a atenção da comunidade científica e da indústria voltada aos sistemas PV, alguns trabalhos científicos começaram a ser publicados buscando explicar o mecanismo que permite o processamento parcial de energia e a definir quais são as restrições necessárias para que o mesmo aconteça. Entretanto, conforme será apresentado nesta seção, é possível verificar que existem contradições e até mesmo equívocos de interpretação entre alguns trabalhos publicados sobre o assunto, indicando que algumas premissas assumidas por alguns trabalhos contradizem aquelas apresentadas por outros. Isto indica que é necessário investigar as premissas assumidas por cada um dos trabalhos, de forma a esclarecer os pontos de divergência no entendimento do conceito de PPP, e, assim, contribuir com a discussão definindo novas premissas e/ou restrições para que o PPP seja possível.

O trabalho de Min et al. (2009) propôs a utilização de uma estrutura que emprega quatro conjuntos de conversores S-PPC do tipo EPSS em paralelo, conforme apresentado na Figura 3.18. Os S-PPCs utilizados possuem topologia *full-bridge* CC-CC ZVS, e o trabalho compara a estrutura S-PPC proposta com uma estrutura que utiliza conversores *full-bridge* ZVS convencionais, demonstrando que, na configuração S-PPC, a potência ativa máxima processada pelo sistema proposto é de apenas 30% da potência nominal de saída, o que proporciona aumento de eficiência e densidade de potência do sistema.

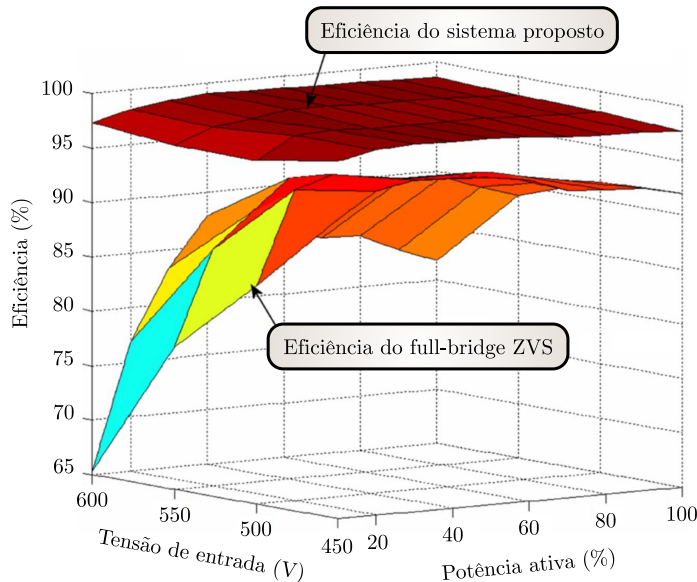
A curva de eficiência do sistema proposto pela referência em comparação com a eficiência do conversor *full-bridge* ZVS é apresentada na Figura 3.19. A eficiência apresentada pela configuração S-PPC é significativamente superior àquela apresentada pelo conversor convencional. Entretanto, a comparação entre um conversor convencional com um S-PPC não é justa, pois ao fazer isso, os autores estão realizando uma comparação entre uma topologia fundamentalmente isolada e uma configuração que não possui isolamento entre entrada e saída por conta da conexão série. Para que a comparação pudesse ser considerada justa, o sistema S-PPC deveria ser comparado com um sistema de mesma potência que utiliza conversores *boost* convencionais ou intercalados, pois neste caso, ambas topologias seriam não-isoladas e possuiriam característica elevadora de tensão.

Figura 3.18 – Topologia de um sistema de 250 kW utilizando S-PPCs com entradas conectadas em paralelo.



Fonte: Traduzido e adaptado de Min et al. (2009)

Figura 3.19 – Eficiência do sistema S-PPC proposto por Min et al. (2009) comparado ao emprego de conversores *full-bridge* ZVS convencionais.

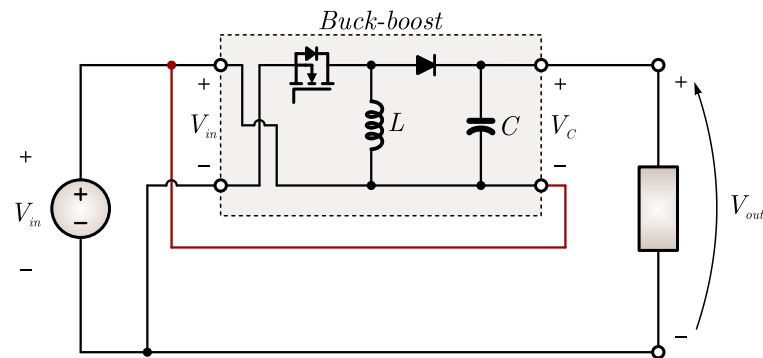


Fonte: Traduzido de Min et al. (2009).

A perda da isolação causada pela conexão série é uma das características mais importantes dos sistemas que utilizam S-PPC, pois isso resulta em restrições de implementação. O trabalho de Zhao, Yeates e Han (2013), por exemplo, define algumas restrições para a implementação dos S-PPCs. De acordo com aqueles autores, uma restrição importante é que a topologia utilizada no S-PPC deve ser originalmente isolada (essa isolação

é perdida com a conexão série). Caso esta restrição seja violada, poderá resultar em um curto-circuito entre a entrada e saída, ou, mesmo que não resulte em um curto-circuito, ela irá resultar na “perda dos méritos do processamento parcial”. Para demonstrar isto, os autores daquele trabalho apresentam o exemplo da utilização da topologia *buck-boost* S-PPC na configuração EPSS, como ilustrado pela Figura 3.20. Pode-se observar que nesta topologia não há curto-circuito entre o terminal positivo da entrada e o terminal negativo da saída, pois a conexão já ocorre internamente devido à característica inversora de tensão da topologia *buck-boost*. Naquele trabalho, os autores afirmam que embora esta configuração não resulte em curto-circuito, ela irá processar a mesma quantidade de energia que um conversor *boost* convencional, “resultando na perda do mérito de ser um conversor com processamento parcial”. No entanto, o trabalho não discute o motivo para isso acontecer.

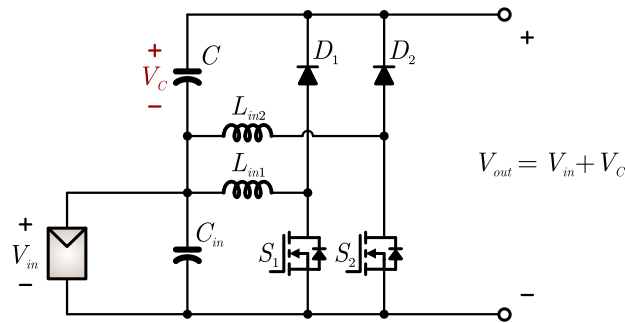
Figura 3.20 – *Buck-boost* S-PPC na configuração EPSS.



Fonte: Adaptado de Zhao, Yeates e Han (2013).

A mesma topologia foi utilizada no trabalho de Agamy et al. (2014), para realizar a regulação individual de tensão em *strings* de sistemas fotovoltaicos com inversor centralizado, a qual foi patenteada em 2012 pela empresa norte-americana *General Electric* (STEIGERWALD et al., 2012). Agamy et al. (2014) consideram que a utilização da topologia *buck-boost* S-PPC não só permite o processamento parcial de energia, como também justificam seu uso por se tratar de uma topologia de baixo custo que não necessita de transformador isolador. Além disso, os autores argumentam que a topologia *buck-boost* S-PPC possui maior confiabilidade, já que permite a utilização de capacitores de filme em substituição aos capacitores eletrolíticos, pois o tamanho do capacitor de filtro de saída torna-se menor em virtude da redução da tensão aplicada sobre o mesmo. Para potências mais elevadas, os autores propõem o uso de dois conversores *buck-boost* S-PPC intercalados, como mostrado na Figura 3.21.

A contradição entre os trabalhos de Zhao, Yeates e Han (2013) e Agamy et al. (2014) é parcialmente explicada por Suntio e Kuperman (2015), onde os autores justificam que não existe caminho direto para transferência de potência ativa entre a entrada e

Figura 3.21 – Topologia *buck-boost* S-PPC intercalada na configuração EPSS.

Fonte: Agamy et al. (2014)

saída nesta topologia, pois a corrente média no capacitor é igual a zero, e por isso, aqueles autores afirmam que a topologia não se trata de um conversor com processamento parcial de potência, mas de um conversor *boost* convencional com uma alteração na posição do capacitor de filtro. Tal trabalho afirma que, com o conversor operando em regime permanente, não há possibilidade de existir nível médio (CC) na corrente que flui pelo capacitor, logo, toda a corrente média entregue à carga flui pelo indutor e pelos semicondutores, e, por este motivo, não há fluxo direto de energia. Uma conclusão semelhante a esta é apresentada pelo trabalho de Spiazzi (2016), onde também demonstra-se não haver vantagens na utilização da topologia *buck-boost* S-PPC quando comparada ao conversor *boost* convencional.

De fato, conforme será mostrado mais adiante neste trabalho, a observação está correta ao afirmar que a topologia *buck-boost* S-PPC (Figura 3.20) não permite o PPP. Entretanto, a explicação de Suntio e Kuperman (2015) é incompleta, pois o fluxo de carga elétrica em um condutor (corrente elétrica) não necessariamente significa fluxo de energia. Em um circuito elétrico, o fluxo de energia é resultado da interação entre os campos elétricos e magnéticos, podendo existir através de capacitores e transformadores, mesmo que a corrente média seja nula. Para afirmar categoricamente o motivo pelo qual não existe PPP, uma abordagem mais aprofundada é necessária.

Outra abordagem que compara estas duas topologias é apresentada no trabalho de Kasper, Bortis e Kolar (2014), onde os autores utilizam uma metodologia baseada em fatores de estresse dos componentes²(CSF, do inglês *component stress factor*) para demonstrar que a topologia *buck-boost* como regulador série apresenta o mesmo desempenho de um conversor *boost* convencional. Uma vez que a topologia *buck-boost*, quando utilizada na configuração S-PPC, apesar de apresentar potência ativa menor, apresenta uma quantidade de energia processada por seus elementos igual a de um conversor *boost*

²A metodologia CSF é uma figura de mérito que se baseia na potência aparente nos componentes do circuito em relação à potência ativa de saída do sistema. Um valor de CSF elevado significa um bom aproveitamento do componente.

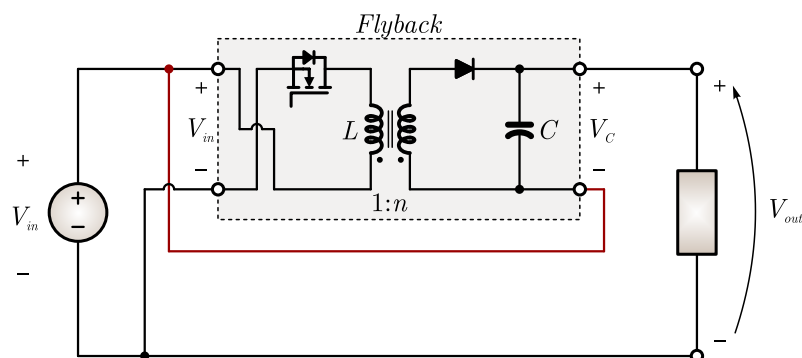
convencional, isso significa que nesta topologia há uma quantidade de energia circulante que não está sendo considerada nas análises dos trabalhos anteriormente citados.

Apesar disto, outros trabalhos utilizam a versão isolada do *buck-boost*, conhecida como *flyback* na configuração S-PPC (Figura 3.22), alegando obter os benefícios proporcionados pelo processamento parcial de energia nesta topologia (ZHOU; ZHAO; HAN, 2015; AHMAD; ANAND, 2016; ZAPATA et al., 2016). A topologia *flyback* S-PPC parece não violar a restrição da necessidade de utilização de topologias originalmente isoladas na configuração S-PPC, porém, quando a relação de espiras no indutor acoplado (n) é unitária, a mesma comporta-se de forma idêntica à sua versão não-isolada, sendo que os níveis de tensão e corrente em todos os elementos são os mesmos da topologia *buck-boost* S-PPC. Além disso, torna-se impossível que esta topologia apresente desempenho melhor do que sua versão não-isolada, pois o emprego de um indutor acoplado normalmente traz efeitos indesejados de elementos parasitas como a dispersão entre os enrolamentos do indutor acoplado, que acabam por aumentar as perdas da topologia *flyback* S-PPC.

Isto significa que a restrição de que a topologia utilizada no S-PPC deve ser isolada, proposta por Zhao, Yeates e Han (2013), não é suficiente para garantir que ocorra processamento parcial de energia, abrindo margem para o questionamento desta restrição e para a hipótese de que o processamento parcial de energia ocorre em função do projeto adequado da relação de espiras utilizada no transformador ou indutor acoplado, e não pela conexão série em si.

Pela discussão apresentada, torna-se evidente que a eficiência do conversor não depende exclusivamente da sua potência ativa, mas da energia que circula internamente em seus elementos. Para que se possa determinar se uma topologia de conversor processa mais ou menos energia do que outra, e se existe ou não PPP em determinadas topologias de conversores, a análise deve considerar não somente a parcela ativa da energia que circula por ela, mas também a parcela de energia não-ativa que circula pelos seus elementos. Para dar embasamento à metodologia de análise que está sendo proposta neste trabalho, a

Figura 3.22 – Topologia *flyback* na configuração EPSS.



Fonte: Adaptado de Zhao, Yeates e Han (2013).

seção a seguir realiza uma revisão de conceitos de energia e potência elétrica envolvidos na análise dos conversores CC-CC, as quais servem de base para a metodologia desenvolvida.

3.4 REVISÃO DE CONCEITOS RELACIONADOS À POTÊNCIA ELÉTRICA

A força eletromagnética é uma das quatro forças fundamentais da natureza, a qual permite a transferência de energia no espaço por meio de ondas eletromagnéticas. Em circuitos elétricos, o fluxo de energia é descrito pelo vetor de Poynting, que é perpendicular ao campo elétrico e magnético, e que resulta no conceito de potência elétrica instantânea (GALILI; GOIHBARG, 2005). O conceito de potência instantânea de um sinal é amplamente utilizado e compreendido em diversas áreas da ciência. Na engenharia elétrica, ele é fundamental para que se possa dimensionar e controlar os sistemas elétricos. Entretanto, a potência instantânea e seu valor médio em um período (potência ativa) não são suficientes para descrever como a energia que flui em um circuito elétrico é processada por seus elementos. Para isso, foram introduzidos os conceitos de potência não-ativa, reativa e aparente.

Logo depois da popularização das redes de distribuição de energia elétrica, a teoria de potência ativa, reativa e aparente de Fryze (1932) era suficiente para a compreensão de sistemas elétricos lineares, onde os sinais em corrente alternada são puramente senoidais. Somente a partir do fim da década de 1960, com o advento da eletrônica de potência, começaram a ser introduzidas cargas não-lineares nas redes, as quais apresentam formas de onda de correntes não-senoidais, e, uma vez que teoria de Fryze era limitada aos sistemas lineares, o grande aumento de cargas não-lineares nos sistemas elétricos fez surgir a necessidade de novas teorias de potência, entre elas, a “teoria da potência ativa e reativa instantânea”, também chamada de “teoria $p-q$ ”, desenvolvida por Akagi, Kanazawa e Nabae (1984).

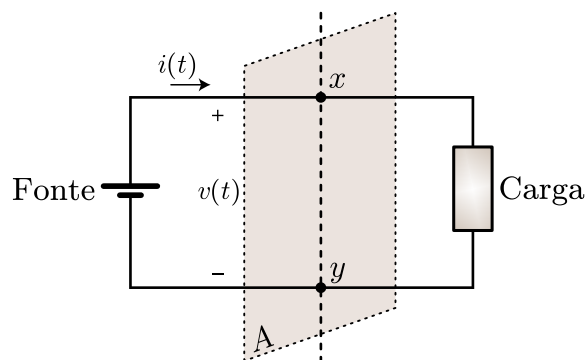
Embora a potência ativa, reativa e aparente sejam variáveis que são medidas ou calculadas dentro de um intervalo de tempo definido e maior ou igual ao período da forma de onda, tornando impossível mensurar a potência reativa de forma instantânea, os conceitos de “potência ativa instantânea” e “potência reativa instantânea” surgiram como variáveis fictícias, o que permitiu a análise da energia circulante em circuitos elétricos (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017). O uso desta e de outras teorias de potência frequentemente causavam confusões devido à falta de uma padronização dos termos usados para potência elétrica aplicada aos sistemas não-senoidais.

Somente em 2010, com a publicação definitiva da norma internacional IEEE-Std-1459, que as definições e conceitos sobre potência elétrica foram completamente padronizadas. A norma incluiu o conceito de potência não-ativa e esclareceu alguns conceitos básicos da potência ativa, reativa e aparente. Nesta norma, a potência reativa é tratada

como um caso especial da potência não-ativa, e está relacionada apenas à componente de frequência fundamental da potência não-ativa.

Analisando um circuito elétrico qualquer, como o mostrado na Figura 3.23, a energia elétrica proveniente de uma fonte é transmitida para uma carga, onde é consumida. A quantidade de carga elétrica que circula em um intervalo de tempo é definida como corrente elétrica $i(t) = \frac{dQ}{dt}$ em *Ampères*, e a diferença de potencial existente entre os pontos x e y é definida como tensão elétrica $v(t)$ em *Volts*. A potência instantânea $p(t)$ na superfície imaginária A em um determinado instante de tempo t é dependente da corrente elétrica e da diferença de potencial no exato instante t .

Figura 3.23 – Transmissão de energia em um circuito através de uma superfície A .



Fonte: Erickson e Maksimovic (2001).

3.4.1 Potência instantânea

A potência instantânea que atravessa a superfície A do circuito ($p(t)$), é calculada por

$$p(t) = v(t)i(t). \quad (3.11)$$

Quando a potência instantânea é positiva, significa que a energia está circulando no sentido da fonte para a carga, e quando a potência instantânea é negativa, significa que a energia está circulando da carga para a fonte. Isso é válido para qualquer circuito, seja ele em corrente contínua ou corrente alternada, linear ou não-linear.

A potência instantânea representa a quantidade de energia que está atravessando a superfície em determinado instante, mas, como as formas de onda de $v(t)$ e $i(t)$ podem apresentar sinais opostos em determinados instantes, a potência instantânea pode variar no tempo e assumir valores tanto positivos quanto negativos.

Por isso, em qualquer circuito, mesmo naqueles que operam em corrente contínua, a presença de ondulações nas formas de onda da tensão e/ou corrente poderá fazer com

que nem toda a energia que atravessa a superfície imaginária A seja transformada em trabalho. Isso significa que nem toda a energia que circula no circuito é consumida pela carga. A quantidade de energia ativa, ou trabalho W , que circula através da superfície imaginária A durante um período de tempo (T) em um circuito elétrico pode ser calculada pela expressão

$$W = \int_0^T p(t)dt = \int_0^T v(t)i(t)dt. \quad (3.12)$$

A energia que circula pelo circuito e é convertida em trabalho é chamada de energia ativa, e a energia que circula pelo circuito mas não resulta em trabalho é chamada de energia não-ativa.

A média da potência instantânea em um intervalo de tempo T , múltiplo do período das formas de onda $v(t)$ e $i(t)$, é chamada de potência ativa (P) e é calculada por

$$P = \frac{W}{T} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt. \quad (3.13)$$

Sendo $v(t)$ e $i(t)$ sinais periódicos, eles podem ser expressos em componentes harmônicos das séries de Fourier,

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \varphi_n), \quad (3.14)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \theta_n), \quad (3.15)$$

onde V_0 e I_0 são os valores médios do sinal de tensão e corrente, V_n e I_n são as amplitudes das n -ésimas harmônicas do sinal de tensão e corrente, φ_n e θ_n são os ângulos de fase das n -ésimas harmônicas do sinal de tensão e corrente, e ω é a frequência angular, calculada por $\omega = \frac{2\pi}{T}$.

Substituindo (3.13) em (3.14) e (3.15) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) tem-se

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T (V_0 + \sum_{m=1}^{\infty} V_m \cos(m\omega t - \varphi_m))(I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \theta_n))dt. \quad (3.16)$$

onde m e n são as ordens dos componentes harmônicos de tensão e corrente, respectivamente.

Para avaliar esta integral, devemos multiplicar a série infinita. A análise apresentada em Emanuel (1990) e Erickson e Maksimovic (2001) mostra que as integrais dos termos de produto cruzado são zero e as únicas contribuições para a integral provêm dos produtos de harmônicos de tensão e corrente da mesma frequência. Isso significa que quando $n = m$, a solução de (3.16) resulta em

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} \cos(\varphi_n - \theta_n). \quad (3.17)$$

Somente os produtos de harmônicas de mesma ordem que estejam em fase entre si resultam em potência ativa. Os demais componentes harmônicos, são resultado da circulação de energia não-ativa, que, embora representem circulação de corrente pelos condutores, não resultam em potência ativa uma vez que seus termos são anulados na integração de (3.16).

3.4.2 Valor RMS de uma forma de onda

O valor RMS (do inglês *root mean square*) de uma forma de onda de tensão ou corrente é definido por

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}, \quad (3.18)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}. \quad (3.19)$$

Podendo ser expresso também em termos de seus componentes da série de Fourier:

$$V_{rms} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2}} \quad (3.20)$$

$$I_{rms} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}. \quad (3.21)$$

3.4.3 Potência aparente e fator de potência

A potência aparente (S) de um circuito elétrico não-senoidal é definida pela norma internacional IEEE-Std-1459 (2010) como sendo o produto entre a tensão RMS e a corrente RMS que circulam no circuito em um período T . Ela representa a quantidade de energia que está circulando através da superfície A , e é calculada por

$$S = V_{rms} I_{rms}. \quad (3.22)$$

O fator de potência (PF) é uma figura de mérito criada para mensurar quão efetivamente a energia que é transportada ao longo de um circuito está sendo convertida em trabalho. O fator de potência é definido pela expressão

$$PF = \frac{P}{S}. \quad (3.23)$$

Quando o fator de potência é igual a um, significa que toda a energia que circula no circuito está sendo convertida em trabalho. Neste caso não há energia não-ativa circulante no ponto em que se está medindo o fator de potência.

É importante destacar que, apesar de o fator de potência poder ser medido na entrada e na saída de um conversor CC-CC, o fator de potência não permite revelar a quantidade de energia que está sendo processada pelos elementos internos deste conversor, pois o fator de potência pode ser unitário na entrada e na saída, e, mesmo assim, pode haver energia não-ativa circulando internamente pelos filtros do conversor.

3.4.4 Análise da potência em um circuito alimentado por uma fonte de tensão contínua constante

Toma-se, por exemplo, o caso de um circuito alimentado por uma fonte de tensão contínua, onde $v(t)$ é constante no tempo, alimentando uma carga não-linear, onde a corrente de entrada $i(t)$ pode ser expressa pelo somatório de n harmônicos de corrente:

$$v(t) = V_0, \quad (3.24)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \theta_n). \quad (3.25)$$

Utilizando a análise realizada por Page (1980), posteriormente generalizada pela teoria da potência reativa instantânea, proposta por Akagi, Kanazawa e Nabae (1984), o valor instantâneo da corrente $i(t)$ pode ser decomposto em duas parcelas, onde uma representa a parcela da corrente que irá resultar em trabalho (potência ativa) e a outra representa a parcela da corrente que não irá resultar em trabalho (potência não-ativa). É importante notar que, no caso deste exemplo, como a decomposição do sinal de tensão apresenta somente a componente média (de frequência zero), a única componente de corrente que irá resultar em potência ativa será sua componente de frequência zero (ou seu valor médio), e todas as componentes com frequências diferentes de zero (componentes de corrente alternada) irão resultar em potência não-ativa. Assim, a corrente $i(t)$ será composta pela parcela em corrente contínua $i_{CC}(t)$ e pela parcela em corrente alternada $i_{CA}(t)$, onde

$$i(t) = i_{CC}(t) + i_{CA}(t). \quad (3.26)$$

Desta forma, a partir de (3.25), tem-se

$$i_{CC}(t) = I_0 \quad (3.27)$$

$$i_{CA}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \theta_n). \quad (3.28)$$

Então, realizando o cálculo do valor RMS pela Equação (3.21) para i_{CC} e i_{CA} , tem-se

$$I_{CCrms}(t) = I_0 \quad (3.29)$$

$$I_{CArms}(t) = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}. \quad (3.30)$$

Para o caso específico de um circuito alimentado com tensão contínua constante, a potência ativa, calculada pela Equação (3.17) também pode ser calculada em função da tensão RMS e do valor RMS da parcela em corrente contínua da corrente:

$$P = V_{rms} I_{CCrms} = V_0 I_0. \quad (3.31)$$

De acordo com a definição dada pela atualização da norma internacional IEEE-Std-1459 (2010), em um circuito elétrico, a taxa de circulação de energia que não é convertida em trabalho é chamada de potência não-ativa (N), expressa em var. A nova nomenclatura dada para potência não-ativa serve para evitar a confusão causada pelo uso equivocado do termo “potência reativa” (Q), cuja unidade de medida é também o var. De acordo com a norma, o termo potência reativa é utilizado somente para se referir à componente de potência não-ativa na frequência da fundamental em sistemas de corrente alternada.

Em circuitos CC, em que a tensão não possui componentes harmônicos, a potência não-ativa depende somente da distorção no sinal da corrente (parcela de corrente alternada), e pode ser definida pela relação da tensão RMS e do valor RMS da parcela em corrente alternada da corrente, ou seja

$$N = \pm V_{rms} I_{CArms}. \quad (3.32)$$

Fisicamente, a potência não-ativa representa a taxa pela qual a energia circula no circuito sem entregar energia à carga. De acordo com a análise dos componentes CC e CA da corrente, a relação entre a potência aparente, ativa e não-ativa é calculada pela expressão

$$\begin{aligned} S^2 &= V_{rms}^2 I_{rms}^2 \\ &= V_{rms}^2 (I_{CCrms}^2 + I_{CArms}^2) \\ &= P^2 + N^2 \end{aligned} \quad (3.33)$$

confirmando que mesmo em sistemas não senoidais, existe uma relação entre a potência ativa, potência não-ativa e potência aparente. Assim, a potência não-ativa em circuitos CC não-lineares pode ser calculada por

$$N = \sqrt{S^2 - P^2}. \quad (3.34)$$

É importante observar que a equação (3.34) pode ser aplicada também à circuitos puramente senoidais, e, neste caso, a potência reativa (Q) será igual à potência não-ativa (N).

3.5 POTÊNCIA EM UM CONVERSOR CC-CC ALIMENTADO POR FONTE DE TENSÃO E CONECTADO A UMA CARGA PURAMENTE RESISTIVA

Em um conversor CC-CC ideal, como o ilustrado na Figura 3.24, onde não existem perdas nos elementos internos, a potência ativa P_{in} drenada da fonte é igual à potência ativa P_{out} entregue à carga, a qual é dependente da tensão de saída e da característica da carga. Ou seja,

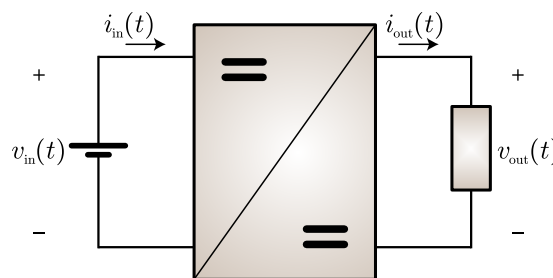
$$\begin{cases} P_{in} = P_{out} \\ V_{in}I_{in} = V_{out}I_{out} \end{cases} \quad (3.35)$$

onde V_{in} é o valor médio da tensão de entrada, V_{out} é o valor médio da tensão de saída, I_{in} é o valor médio da corrente de entrada e I_{out} é o valor médio da corrente de saída.

Do ponto de vista da saída do conversor, a potência não-ativa entregue à carga depende da carga conectada. Se a carga for puramente resistiva, a corrente $i_{out}(t)$ irá seguir o sinal de tensão $v_{out}(t)$ e não haverá potência não-ativa, tendo um fator de potência de saída unitário.

Neste caso, apesar de toda a potência de saída do conversor ser ativa, haverá uma quantidade de potência não-ativa drenada da fonte de entrada. Mesmo que a alimentação seja uma fonte de tensão contínua e constante, as características não-lineares do circuito de chaveamento do conversor CC-CC irão provocar ondulações e/ou descontinuidades na corrente de entrada $i_{in}(t)$, e estas ondulações serão maiores ou menores dependendo da topologia do conversor e do projeto dos filtros.

Figura 3.24 – Diagrama de um conversor CC-CC alimentado por fonte de tensão contínua fornecendo energia para uma carga puramente resistiva.



Fonte: Autor.

Portanto, do ponto de vista da entrada deste conversor, a potência ativa processada pelo conversor depende da potência ativa entregue pela fonte e drenada pela carga, mas a potência não-ativa depende das características internas do próprio conversor, como a topologia, a frequência de comutação e o desempenho dos filtros. Esta observação é muito importante, pois significa que não há uma relação direta entre potência ativa e não-ativa em uma determinada topologia de conversor, e uma redução na potência ativa pode não significar uma redução na potência não-ativa processada pelos seus elementos.

3.6 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada uma revisão bibliográfica dos principais trabalhos que abordam o conceito de PPP, incluindo a classificação entre as técnicas de regulação série e paralela, bem como suas principais formas de implementação, com enfoque na configuração S-PPC. Adicionalmente, foram revistos conceitos básicos de potência elétrica e estudado como ocorre o fluxo de energia nos elementos de armazenamento utilizados nos conversores chaveados. Estes conceitos servem de base para o desenvolvimento da metodologia que será apresentada no capítulo a seguir para computar a quantidade de energia não-ativa processada internamente nos conversores CC-CC.

4 METODOLOGIA DE AVALIAÇÃO DO PROCESSAMENTO DE ENERGIA EM CONVERSORES CC-CC

Conforme verificado pela revisão bibliográfica apresentada no capítulo anterior, não há um consenso de quais são as restrições necessárias para definir se uma determinada topologia conectada na configuração de S-PPC apresenta ou não processamento parcial de energia. Por isto, o objetivo deste capítulo é apresentar o desenvolvimento de uma metodologia de avaliação do processamento de energia neste tipo de conversor. A metodologia leva em consideração o conceito de processamento de potência não-ativa nos terminais de entrada e saída dos conversores CC-CC, bem como em seus elementos armazenadores de energia. A partir da análise do processamento de energia em cada topologia, a metodologia deve ser capaz de definir quais delas realizam ou não processamento parcial de energia.

4.1 INTRODUÇÃO DO TERMO PROCESSAMENTO PARCIAL DE POTÊNCIA ATIVA (PAPP)

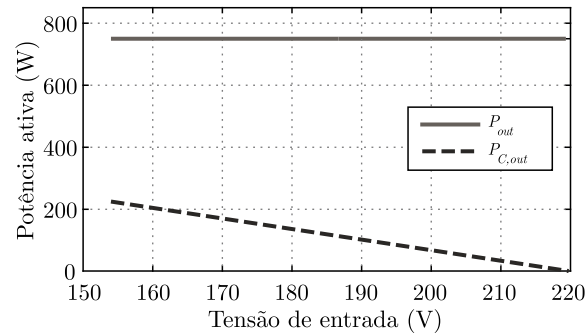
A topologia *buck-boost* S-PPC pode ser conectada na configuração EPSS sem resultar em curto-circuito. Por isto, alguns autores consideram que a topologia realiza processamento parcial de energia, enquanto outros trabalhos demonstram que a topologia não se trata de um conversor com processamento parcial por apresentar níveis de desempenho similares ao de um conversor *boost* convencional. Para eliminar este tipo de controvérsia, primeiro é necessário definir o que é processamento parcial de energia e o que o diferencia do processamento de potência ativa.

Para demonstrar o comportamento da potência ativa no conversor *buck-boost* S-PPC na configuração EPSS (Figura 3.20), um gráfico da potência ativa na saída do sistema e no conversor em função da tensão de entrada é apresentado na Figura 4.1 para um exemplo hipotético que considera que a tensão e potência de saída sejam fixas de 220 V e 750 W, respectivamente. A Equação (3.2) demonstra que quanto maior a tensão de entrada, menor é a tensão sobre o capacitor de saída do *buck-boost* (V_C), e, assim, menor será a potência ativa processada por este conversor ($P_{C,out}$). Quando a tensão de entrada é igual à tensão de saída, não há potência ativa no regulador.

Isso significa que, apesar do desempenho do conversor *buck-boost* S-PPC ser similar ao de um conversor *boost* convencional, a potência ativa em seus terminais de entrada e saída é realmente menor do que a de um conversor *boost* convencional operando sob os mesmos níveis de ganho de tensão e potência na carga.

Com o objetivo de eliminar a confusão de nomenclatura no que diz respeito ao processamento parcial de energia, introduz-se o termo “processamento parcial de potência

Figura 4.1 – Potência ativa no conversor série em comparação com a potência ativa na saída.



Fonte: Autor.

ativa” (ou PAPP, do inglês, *partial active power processing*), que irá se aplicar a todos os S-PPC, os quais são capazes de processar uma parcela menor de potência ativa do que aquela entregue à carga.

Uma vez que o desempenho do conversor não depende somente da sua potência ativa, o conceito de PPP só será satisfeito se o conversor PAPP for capaz de processar menor quantidade total de energia em seus elementos do que aquela processada por uma topologia convencional de conversor CC-CC. Entende-se que o termo PPP é corretamente designado somente para estes casos.

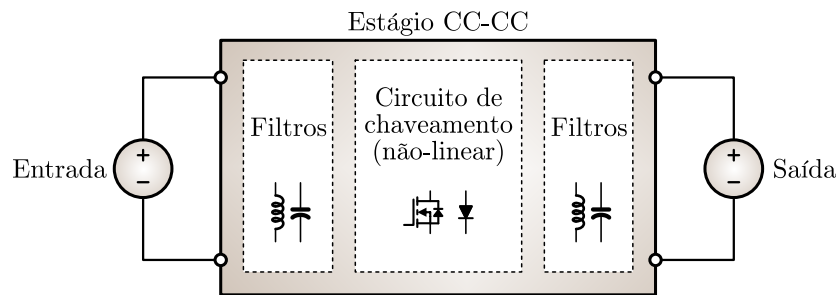
Desta forma, pode-se presumir que nem todos os conversores PAPP são conversores PPP, mas que todos os conversores PPP são conversores PAPP. Para que se possa confirmar quais topologias de S-PPC são conversores PPP ou somente PAPP, torna-se necessária uma metodologia que permita mensurar a quantidade total de energia processada, a qual é desenvolvida neste capítulo e é uma das principais contribuições deste trabalho.

4.2 PROCESSAMENTO DE ENERGIA EM UM CONVERSOR CHAVEADO

Um conversor CC-CC pode ser considerado um circuito composto por dispositivos de chaveamento e dispositivos armazenadores de energia que atuam como filtros de entrada e saída, conforme ilustrado na Figura 4.2.

De acordo com o teorema de Tellegen (TELLEGEN, 1952), a soma das potências absorvidas por todos os componentes de um circuito elétrico é nula, ou seja, para cada elemento que absorve energia, outro elemento deve entregar a mesma quantidade de energia. No caso dos conversores chaveados, essa energia não flui diretamente da entrada para a saída. Em vez disso, o chaveamento dos dispositivos semicondutores modifica as características dinâmicas do circuito a cada comutação, fazendo com que alguns dispositivos

Figura 4.2 – Blocos que compõem um conversor CC-CC.



Fonte: Autor.

de armazenamento acumulem energia durante uma determinada etapa de operação para liberar energia na próxima etapa.

Este processo faz com que exista uma quantidade de energia que é absorvida pelos terminais de entrada e liberada nos terminais de saída a cada período de comutação, a qual resulta em potência ativa. Porém, existe também uma quantidade de energia que circula internamente entre um elemento e outro sem ser entregue à carga. Essa energia circulante é chamada de energia não-ativa.

Com o objetivo de estabelecer critérios de comparação da energia não-ativa processada em diferentes topologias de conversores CC-CC, o conceito de “fator de energia” (em inglês *energy factor* ou F_E) foi apresentado e discutido em alguns trabalhos publicados na literatura, entre eles (SHI; CHENG; HO, 2013; XU et al., 2015; LUO; YE, 2007).

A figura de mérito do fator de energia (F_E) relaciona a quantidade de energia não-ativa processada pelos elementos acumuladores de um conversor chaveado (ΔE) em relação à quantidade de energia ativa que este conversor está drenando da fonte de entrada (E_{in}), ou seja,

$$F_E = \frac{\Delta E}{E_{in}}. \quad (4.1)$$

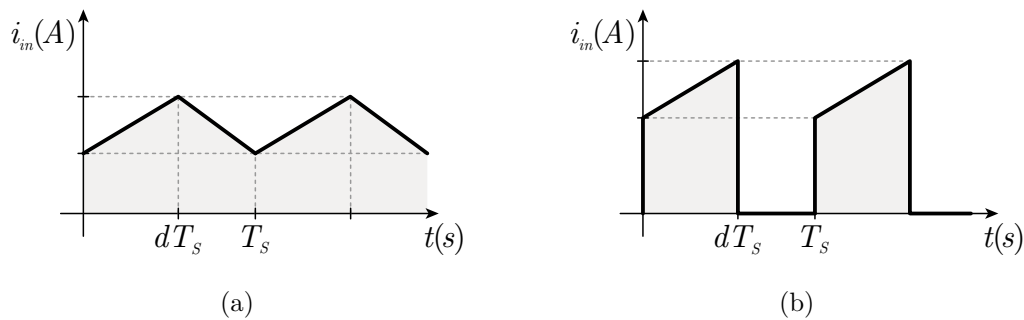
O fator de energia se difere do fator de potência porque considera a energia processada nos elementos acumuladores, enquanto que o fator de potência é mensurado em apenas um ponto do circuito (normalmente na entrada ou na saída).

A comparação entre o F_E de diferentes topologias permite uma avaliação quanto ao processamento de energia não-ativa em seus elementos. Entretanto, a aplicação do fator de energia em conversores na configuração S-PPC não traz resultados conclusivos, pois nestes conversores a potência ativa na entrada é sempre menor, tornando injusta a comparação entre conversores convencionais e conversores S-PPC.

Além disso, o fator de energia não considera a quantidade de energia não-ativa que circula na entrada e na saída do conversor, e, assim, não permite avaliar a totalidade do processamento de energia do conversor. A avaliação da energia não-ativa que circula na entrada e na saída do conversor é importante, uma vez que algumas topo-

gias fazem circular mais energia não-ativa na entrada ou na saída do que outras. Por exemplo, o conversor *boost* CCM apresenta uma pequena quantidade de energia não-ativa na entrada, pois para uma tensão constante, a forma de onda da corrente é triangular, conforme ilustrado na Figura 4.3 (a), enquanto que nas topologias *buck* e *buck-boost*, a corrente é pulsada, conforme ilustrado na Figura 4.3 (b), fazendo com que haja uma grande quantidade de energia não-ativa circulando na entrada.

Figura 4.3 – Formas de onda típicas da corrente de entrada de conversores *boost*, *buck* e *buck-boost*. (a) *Boost* CCM. (b) *Buck* e *Buck-boost* CCM.



Fonte: Autor.

Para estabelecer um método capaz de mensurar a energia não-ativa total processada em qualquer conversor CC-CC, incluindo os S-PPC, a hipótese levantada é de que os filtros mencionados na Figura 4.2 nunca serão capazes de eliminar toda a energia não-ativa que circula na entrada e na saída do conversor, e essa energia não-ativa que os filtros deixarem de processar deverá ser suprida pela fonte e/ou pela carga, podendo ser medida nos terminais de entrada e saída do conversor. Assim, quanto menores os filtros, menos energia não-ativa estará sendo processada internamente no conversor, porém mais energia irá circular na entrada e/ou na saída. Desta forma, a quantidade total de energia não-ativa que circula no conversor não depende do tamanho dos filtros, mas das características da topologia utilizada e dos níveis de tensão e corrente do conversor.

Isso significa que para tornar justa a comparação entre diferentes topologias, a metodologia que será apresentada a seguir deve considerar não somente a potência não-ativa nos elementos armazenadores, mas também a potência não-ativa que circula na entrada e saída do conversor.

4.2.1 Cálculo da energia armazenada nos elementos acumuladores

Os elementos que armazenam energia em um conversor são basicamente os indutores e os capacitores, armazenando energia na forma de campo magnético e campo elétrico, respectivamente. Porém, além dos componentes armazenadores de energia pro-

jetados para este fim, outros componentes presentes no sistema podem ter características parasitas modeladas como indutâncias e/ou capacitâncias que acabam fazendo parte do sistema. Contudo, estes elementos parasitas não serão incluídos nas análises apresentadas neste trabalho, pois a energia armazenada por eles é muito pequena e seu valor não é projetado, mas apenas medido após a existência do protótipo.

Pode-se calcular a energia armazenada em um indutor e em um capacitor de acordo com:

$$E_L(t) = \frac{1}{2} L i_L^2(t), \quad (4.2)$$

$$E_C(t) = \frac{1}{2} C v_C^2(t), \quad (4.3)$$

onde $E_L(t)$ é a energia acumulada no indutor no instante de tempo t , $i_L(t)$ é a corrente que atravessa o indutor, L é a indutância, $E_C(t)$ é a energia acumulada no capacitor no instante t , $v_C(t)$ é a tensão sobre o capacitor e C é a capacitância.

Quando o conversor CC-CC opera em regime permanente, a energia ativa em um indutor (E_{LP}) ou capacitor (E_{CP}) deve ser zero, ou seja,

$$E_{LP} = \int_0^{T_S} v_L(t) i_L(t) dt = 0, \quad (4.4)$$

$$E_{CP} = \int_0^{T_S} v_C(t) i_C(t) dt = 0. \quad (4.5)$$

Embora a energia ativa seja zero nestes elementos, em cada uma das etapas de operação do conversor há uma variação da energia armazenada nos indutores e capacitores. Por sua média ser zero em um período, trata-se de uma circulação de energia não-ativa, e sua variação (ΔE) acontece duas vezes em um período de comutação (uma na carga e outra na descarga). Em regime permanente, a energia da carga é igual à energia da descarga, então ΔE pode ser calculada nos indutores (ΔE_L) e capacitores (ΔE_C) pela integral do módulo da potência instantânea que circula no elemento, ou seja,

$$\Delta E_L = \int_0^{dT_S} |v_L(t) i_L(t)| dt = \int_{dT_S}^{T_S} |v_L(t) i_L(t)| dt, \quad (4.6)$$

$$\Delta E_C = \int_0^{dT_S} |v_C(t) i_C(t)| dt = \int_{dT_S}^{T_S} |v_C(t) i_C(t)| dt, \quad (4.7)$$

onde d é a razão cíclica. Desta forma, a variação de energia nestes componentes durante um período T_S é

$$\Delta E_L = \frac{1}{2} \int_0^{T_S} |v_L(t) i_L(t)| dt, \quad (4.8)$$

$$\Delta E_C = \frac{1}{2} \int_0^{T_S} |v_C(t) i_C(t)| dt. \quad (4.9)$$

4.2.1.1 Modo de condução contínua (CCM)

Seja um conversor chaveado operando em regime permanente no modo de condução contínua (CCM), e considerando a aproximação de pequenas ondulações (*small ripple approximation*) da tensão no capacitor (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), a corrente no indutor assume uma forma de onda triangular, conforme ilustrado na Figura 4.4 (a). A ondulação da corrente (Δi_L) e a corrente média no indutor (\bar{i}_L) podem ser definidas por (4.10) e (4.11).

$$\Delta i_L = i_{Lmax} - i_{Lmin}. \quad (4.10)$$

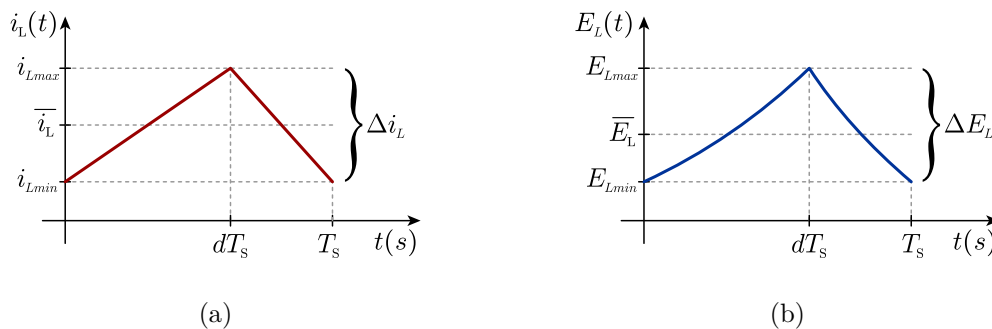
$$\bar{i}_L = \frac{i_{Lmax} + i_{Lmin}}{2}. \quad (4.11)$$

A energia média no indutor (\bar{E}_L) representa a quantidade média de energia armazenada em um período de comutação (T_S), e a variação da energia armazenada no indutor (ΔE_L) representa a quantidade de energia que está sendo armazenada e retirada do indutor durante este período:

$$\Delta E_L = E_{Lmax} - E_{Lmin}, \quad (4.12)$$

$$\bar{E}_L = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} E_L(t) dt = \frac{1}{T_S} \frac{L}{2} \int_0^{T_S} i_L^2(t) dt. \quad (4.13)$$

Figura 4.4 – Formas de onda no indutor para operação CCM. (a) Corrente. (b) Energia armazenada.



Fonte: Autor.

Substituindo (4.2), (4.10) e (4.11) em (4.12), tem-se

$$\Delta E_L = L \bar{i}_L \Delta i_L. \quad (4.14)$$

Por meio de (4.2), encontra-se a energia armazenada no indutor $E_L(t)$, ilustrada na Figura 4.4 (b).

Realizando uma análise similar para o capacitor, obtém-se

$$\bar{E}_C = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} E_C(t) dt = \frac{1}{T_S} \frac{C}{2} \int_0^{T_S} v_C^2(t) dt. \quad (4.15)$$

$$\Delta E_C = C \bar{v}_C \Delta v_C. \quad (4.16)$$

onde \bar{E}_C é a média da energia armazenada no capacitor durante um período de comutação, e ΔE_C é a ondulação desta energia.

4.2.1.2 Modo de condução descontínua (DCM)

No modo de condução descontínua (DCM), correntes nos indutores ou tensões nos capacitores tornam-se zero durante alguns intervalos de tempo, produzindo um intervalo onde a energia é constante e a variação de energia é nula (LUO; YE, 2007).

A Figura 4.5 (a) apresenta uma forma de onda típica de um indutor de conversor operando em DCM. Na etapa descontínua, a corrente fica constante (neste caso nula¹), e, por (4.2), encontra-se a energia armazenada no indutor $E_L(t)$, apresentada na Figura 4.5 (b).

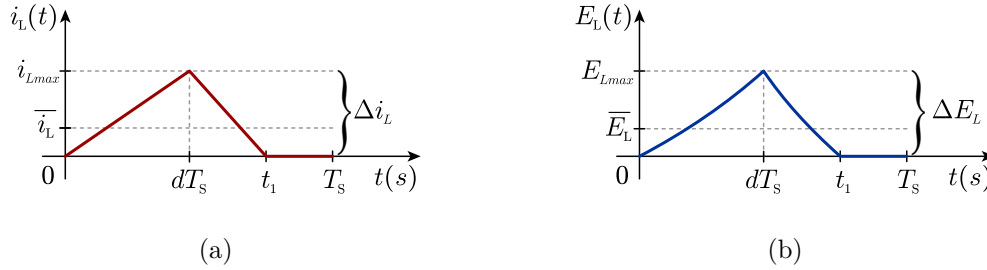
Entre $t = 0$ e $t = dT_S$, onde d é a razão cíclica, a corrente cresce e alcança i_{Lmax} . Depois disso, a corrente decresce a uma taxa de $-\frac{v_L}{L}$ e torna-se zero em $t = t_1$, onde $dT_S < t_1 < T_S$. De acordo com Cheng (2003), pode-se definir um coeficiente de descontinuidade no indutor (m_L) como sendo

$$m_L = \frac{t_1 - dT_S}{(1 - d)T_S} \quad (4.17)$$

onde $0 < m_L < 1$. Quanto maior o valor de m_L , menos tempo a corrente no indutor permanece em zero, e quando $m_L = 1$, diz-se que o indutor está em modo de condução crítico, na fronteira entre DCM e CCM.

¹A forma de onda de corrente apresentada na Figura 4.5 (a) considera o caso da operação descontínua de conversores do tipo *buck*, *boost*, ou *buck-boost*, nos quais a corrente do indutor é nula durante a etapa descontínua. Em alguns conversores com dois indutores, como o caso do *Cúk*, do *SEPIC* e do *Zeta*, a corrente fica positiva em um dos indutores e negativa em outro, ou seja, não é nula, mas se mantém constante. Isto significa que durante este período, não há variação da energia armazenada nestes indutores.

Figura 4.5 – Formas de onda no indutor para operação DCM. (a) Corrente, (b) Energia armazenada.



Fonte: Autor.

A partir da análise da Figura 4.5 (a), calcula-se \bar{i}_L e Δi_L em função da corrente de pico no indutor, da razão cíclica e do coeficiente de descontinuidade no indutor para o modo DCM:

$$\bar{i}_L = \frac{i_{Lmax}}{2} [m_L + d(1 - m_L)]. \quad (4.18)$$

$$\Delta i_L = i_{Lmax}. \quad (4.19)$$

Assim, pode-se encontrar ΔE_L para o modo descontínuo (4.20). O valor de \bar{E}_L pode ser calculado pela mesma equação do modo CCM (4.13).

$$\Delta E_L = L \bar{i}_L \Delta i_L = \frac{L i_{Lmax}^2 [m_L + d(1 - m_L)]}{2}. \quad (4.20)$$

Caso existam capacitores que operam com tensão descontínua, uma análise semelhante pode ser realizada, encontrando-se o coeficiente de descontinuidade do capacitor (m_C) (4.21), o valor médio da tensão no capacitor \bar{v}_C (4.22), a ondulação de tensão no capacitor Δv_C (4.23) e a variação de energia no capacitor ΔE_C (4.24). O valor de \bar{E}_C pode ser calculado pela mesma equação do modo CCM (4.15).

$$m_C = \frac{t_2 - dT_S}{(1 - d)T_S}. \quad (4.21)$$

$$\bar{v}_C = \frac{v_{Cmax}}{2} [m_C + d(1 - m_C)]. \quad (4.22)$$

$$\Delta v_C = v_{Cmax}. \quad (4.23)$$

$$\Delta E_C = C \bar{v}_C \Delta v_C = \frac{C v_{Cmax}^2 [m_C + d(1 - m_C)]}{2}. \quad (4.24)$$

onde t_2 é o instante de tempo em que a tensão no capacitor atinge zero.

4.3 METODOLOGIA DE CÁLCULO DA ENERGIA ATIVA E NÃO-ATIVA PROCESSADA POR UM CONVERSOR

Baseando-se nos valores aproximados da energia média e da variação de energia nos elementos de armazenamento de um conversor chaveado, conforme apresentado na seção anterior, nesta seção é apresentado o método de cálculo da energia ativa e não-ativa processada pelo conversor CC-CC.

4.3.1 Energia ativa de entrada

A energia ativa que circula na entrada do conversor durante um período de comutação (E_{in}) pode ser calculada por

$$E_{in} = \int_0^{T_S} v_{in}(t) i_{in}(t) dt = P_{in} T_S, \quad (4.25)$$

que pode ser simplificada para o caso em que o conversor é alimentado por uma fonte de tensão constante V_{in} , como sendo

$$E_{in} = V_{in} \overline{i_{in}} T_S. \quad (4.26)$$

4.3.2 Energia média armazenada

Se o conversor analisado possui n_L indutores e n_C capacitores, pode-se definir a energia média armazenada no conversor (\overline{E}) como sendo a soma de todas as energias médias armazenadas nestes elementos acumuladores, ou seja,

$$\overline{E} = \sum_{j=1}^{n_L} \overline{E_{Lj}} + \sum_{k=1}^{n_C} \overline{E_{Ck}}. \quad (4.27)$$

onde $\overline{E_{Lj}}$ e $\overline{E_{Ck}}$ são calculados de acordo com (4.13) e (4.15), respectivamente.

4.3.3 Energia e potência não-ativa

A energia não-ativa processada pelos elementos de armazenamento, E_{NL} para os indutores e E_{NC} para os capacitores, é a soma da energia usada na carga e na descarga destes elementos, ou seja,

$$E_{NL} = 2 \Delta E_L, \quad (4.28)$$

$$E_{NC} = 2 \Delta E_C, \quad (4.29)$$

onde ΔE_L e ΔE_C são calculados de acordo com (4.14) e (4.16) para o caso CCM ou (4.20) e (4.24) para o caso DCM, respectivamente.

Assim, a potência não-ativa processada nos indutores e capacitores, respectivamente, é

$$N_L = \frac{E_{NL}}{T_S} \quad (4.30)$$

$$N_C = \frac{E_{NC}}{T_S}. \quad (4.31)$$

A energia não-ativa processada internamente no conversor (E_{Nint}) durante um período de comutação é definida como sendo o somatório da energia não-ativa que está sendo processada em todos os elementos de armazenamento, calculada por

$$E_{Nint} = \sum_{j=1}^{n_L} E_{NLj} + \sum_{k=1}^{n_C} E_{NCk}. \quad (4.32)$$

e da mesma forma para a potência não-ativa, ou seja,

$$N_{int} = \sum_{j=1}^{n_L} N_{Lj} + \sum_{k=1}^{n_C} N_{Ck}. \quad (4.33)$$

Além da potência não-ativa processada pelos filtros, o método proposto também considera as potências não-ativas que não estão sendo filtradas pelos elementos internos do conversor, e que resultam em potências não-ativas nos terminais de entrada e saída do conversor, calculadas respectivamente por:

$$N_{in} = \sqrt{S_{in}^2 - P_{in}^2} \quad (4.34)$$

$$N_{out} = \sqrt{S_{out}^2 - P_{out}^2} \quad (4.35)$$

Esta potência não-ativa refere-se à circulação de energia não-ativa na entrada (E_{Nin}) e na saída (E_{Nout}), ou seja:

$$E_{Nin} = T_S N_{in} = T_S \sqrt{S_{in}^2 - P_{in}^2}, \quad (4.36)$$

$$E_{Nout} = T_S N_{out} = T_S \sqrt{S_{out}^2 - P_{out}^2}. \quad (4.37)$$

Assim, a energia não-ativa total processada pelo conversor em um período de comutação (E_{Ntotal}) pode ser calculada por

$$E_{Ntotal} = E_{Nin} + E_{Nint} + E_{Nout}, \quad (4.38)$$

e a potência não-ativa total (N_{total}) no circuito é

$$N_{total} = N_{in} + \sum_{j=1}^{n_L} N_{Lj} + \sum_{k=1}^{n_C} N_{Ck} + N_{out} = \frac{E_{Ntotal}}{T_S}. \quad (4.39)$$

4.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentado o desenvolvimento de uma metodologia de cálculo do processamento de energia em conversores CC-CC, a qual pode ser aplicada a qualquer conversor chaveado, seja ele convencional ou S-PPC. A metodologia desenvolvida se baseia no cálculo da potência não-ativa total processada pelo conversor, que se constitui da potência não-ativa medida ou calculada nos terminais de entrada e saída do conversor somada à potência não-ativa processada internamente nos elementos de armazenamento. Uma vez que a potência ativa não é suficiente para determinar se uma topologia de conversor realiza ou não PPP, a análise da potência não-ativa torna-se uma importante figura de mérito que permite determinar se uma topologia S-PPC realmente processa menos energia em seus elementos quando comparada à uma topologia convencional.

5 ANÁLISE DO PROCESSAMENTO DE ENERGIA EM DIFERENTES TOPOLOGIAS DE S-PPC

Utilizando a metodologia desenvolvida no Capítulo 4, este capítulo apresenta diversas análises e comparações referentes ao processamento de potência ativa e não-ativa nas principais topologias de conversores S-PPC, revelando que, ao contrário do alegado em alguns trabalhos publicados na literatura, nem todos os conversores conectados nas configurações de S-PPC podem se comportar como verdadeiros conversores parciais.

Inicialmente é apresentada uma comparação entre a topologia *buck-boost* S-PPC e a topologia *boost* convencional, demonstrando que o PPP não ocorre na topologia *buck-boost* S-PPC. Na sequência, as principais topologias S-PPC originalmente isoladas que operam somente como elevadoras de tensão são analisadas: *flyback* S-PPC, *forward* S-PPC e *full-bridge* S-PPC, e, posteriormente, é realizada a análise de uma topologia que opera tanto como elevadora ou abaixadora de tensão: o *full-bridge/push-pull* S-PPC.

Além disso, são discutidas as particularidades de cada topologia, bem como o efeito do uso de diferentes relações de transformação nos transformadores ou indutores acoplados à luz de uma possível redução no processamento de potência não-ativa destas topologias. Para comparar o desempenho entre as topologias, todas operando em CCM, o cálculo da potência não-ativa processada nos conversores é realizado de duas maneiras:

- De forma analítica, utilizando aproximações de pequenas ondulações (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) para desacoplar as equações diferenciais do circuito, resultando em soluções simples e aproximadas que podem ser utilizadas para se obter uma estimativa da potência não-ativa nos elementos destes conversores. Nestas simulações, o cálculo das variáveis E_{in} , E_{out} , E_L e E_C é realizado pelos valores médios das variáveis de corrente e tensão, conforme (4.14) e (4.16).
- Por meio de simulações numéricas, onde o cálculo das variáveis E_{in} , E_{out} , E_L e E_C é realizado a cada passo de simulação. Embora exija maior complexidade dos modelos e maior esforço computacional, a simulação numérica permite estimar de forma precisa o comportamento da potência não-ativa nos elementos dos conversores, pois inclui efeitos que são desprezados nas aproximações utilizadas pelo método analítico.

Em virtude da maior precisão dos resultados, as análises e comparações que serão apresentadas a seguir utilizam os resultados provenientes das simulações numéricas. Entretanto é possível também utilizar modelos analíticos, os quais serão apresentados na Seção 5.3.

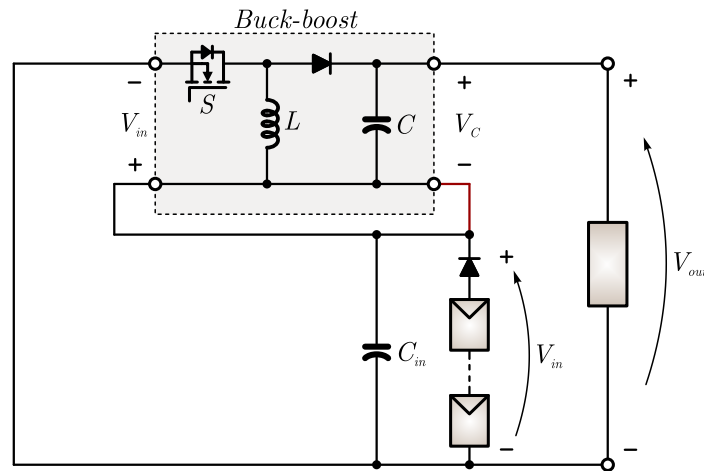
5.1 ANÁLISE DE TOPOLOGIAS S-PPC ELEVADORAS DE TENSÃO

Neste estudo, a topologia *boost* convencional é analisada e utilizada como referência na comparação para determinar quando S-PPC analisado realiza ou não o processamento parcial de energia (PPP). Segundo o entendimento adotado neste trabalho, para que uma topologia S-PPC seja considerada PPP, ela deve processar menor potência não-ativa do que a topologia *boost* convencional. A topologia *boost* é escolhida por ser a topologia básica não-isolada mais simples derivada da célula de comutação básica (LANDSMAN, 1979; IRIE, 1991) que apresenta a característica elevadora de tensão, possuindo apenas dois dispositivos semicondutores e dois elementos de armazenamento.

Na arquitetura *multi-string* considerada neste trabalho, o estágio CC-CC é responsável apenas por fazer a regulação do ponto de máxima potência, não sendo requerida isolamento galvânica entre a entrada e a saída, e, por este motivo, todas as topologias analisadas neste trabalho são não-isoladas. É importante destacar que não serão realizadas comparações entre os conversores S-PPC que utilizam topologias originalmente isoladas e suas respectivas versões isoladas convencionais, por exemplo, a topologia *flyback* S-PPC (não-isolada) não será comparada com a *flyback* convencional (isolada). Caso este tipo de comparação fosse realizada, as topologias S-PPC apresentariam grandes vantagens em termos de potência processada do que suas correspondentes versões isoladas convencionais, porém essa comparação não seria justa, pois ao utilizar topologias originalmente isoladas na configuração S-PPC, as topologias resultantes deixam de possuir isolamento entre a entrada e a saída por conta da conexão série. Por este motivo, as topologias S-PPC devem ser comparadas com topologias não-isoladas convencionais, como é o caso do conversor *boost*.

5.1.1 Análise da topologia *buck-boost* S-PPC e comparação com o *boost* convencional

A topologia *buck-boost* S-PPC é apresentada na Figura 5.1, onde o diagrama esquemático foi desenhado de forma a destacar que apesar da topologia *buck-boost* não ser isolada, a ligação série do S-PPC não causa curto-circuito entre os terminais de entrada e saída do conversor. Isso ocorre devido à característica de inversão de polaridade da tensão de saída da topologia *buck-boost*, onde o terminal positivo da entrada é naturalmente conectado ao terminal negativo da saída, tornando a conexão série redundante. Outra característica desta topologia a ser destacada é a semelhança com a topologia *boost* convencional, sendo que a única diferença construtiva é a posição do capacitor de filtro de saída (C), bem como a tensão aplicada sobre o mesmo.

Figura 5.1 – Topologia *buck-boost* S-PPC.

Fonte: Autor.

Considerando somente o conversor *buck-boost* (bloco em destaque da Figura 5.1), o ganho ($\frac{V_C}{V_{in}}$) em regime permanente é dado por

$$\frac{V_C}{V_{in}} = \frac{d}{1-d}. \quad (5.1)$$

No entanto, o ganho de interesse nesta topologia ocorre entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor *buck-boost* S-PPC, ou seja

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{k} = \frac{d}{1-d} + 1 = \frac{d + (1-d)}{1-d} = \frac{1}{1-d} \quad (5.2)$$

que é exatamente o mesmo ganho estático do conversor *boost* convencional (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Portanto, para o mesmo ganho de tensão entre o conversor *boost* convencional e o conversor *buck-boost* S-PPC, ambos operam com o mesmo valor de razão cíclica. Além disso, uma análise minuciosa da operação destas duas topologias revela que para o mesmo ponto de operação, os níveis de tensão e corrente aplicados tanto no indutor quanto na chave e no diodo são exatamente os mesmos nestas duas topologias, sendo que somente os valores da corrente de entrada e o valor de tensão aplicado no capacitor são diferentes.

Nas análises apresentadas nesta tese, considera-se que a tensão de entrada possui característica de fonte de tensão ideal. Na prática, porém, uma fonte de tensão ideal não existe: no caso de *strings* fotovoltaicas, é adicionado um capacitor de entrada (C_{in}) para conferir características similares à uma fonte de tensão na entrada do conversor, o qual impede variações bruscas da tensão em função das ondulações ou discontinuidades da corrente de entrada do conversor.

O valor deste capacitor é usualmente calculado em função do fator de utilização do módulo PV (k_{PV}), o qual é calculado pela potência média extraída do módulo dividida

pela potência máxima disponível no módulo. Quanto maior o valor do capacitor C_{in} , menor será a ondulação de corrente sobre o MPP e maior será o valor de k_{PV} (KJAER, 2005). Isto significa que o projeto deste capacitor deve ser diferente para cada topologia de conversor.

A consideração de que a tensão de entrada possui característica de fonte de tensão ideal permite simplificar o cálculo da potência não-ativa processada pelo capacitor de entrada, pois assume que não há ondulação de tensão na entrada, ou seja, $k_{PV} = 1$. Assim, calcula-se a potência não-ativa que circula nos terminais logo após o capacitor C_{in} por meio de (4.34), a qual é igual à potência não-ativa que seria processada por C_{in} se o mesmo fosse projetado considerando $k_{PV} = 1$ (capacitância infinita).

A solução analítica da potência não-ativa, cujo procedimento de cálculo é apresentado no Apêndice A, para o conversor *boost* convencional e o *buck-boost* S-PPC são apresentados na Tabela 5.1. Observa-se que a potência não-ativa processada no indutor durante um período de comutação é a mesma nos dois conversores. Isso acontece porque para uma mesma potência e mesmo valor de tensão de saída, a forma de onda da corrente no indutor é exatamente a mesma nestas duas topologias.

Tabela 5.1 – Solução analítica da potência não-ativa no conversor *boost* convencional e no *buck-boost* S-PPC.

Parâmetro	<i>Boost</i> convencional	<i>Buck-boost</i> S-PPC
N_L	$2 P_{in} d$	$2 P_{in} d$
N_C	$2 P_{in} d$	$2 P_{in} d^2$
N_{in}	$\cong 0$	$2 P_{in} (d - d^2)$
N_{out}	$= 0$	$= 0$
N_{total}	$4P_{in}d$	$4P_{in}d$

No caso da energia não-ativa processada no capacitor de saída, observa-se na Tabela 5.1 que o termo da razão cíclica aparece ao quadrado para o conversor *buck-boost* S-PPC indicando que o capacitor processa menos potência não-ativa. Este resultado é esperado nesta topologia, pois, diferentemente do que acontece no conversor *boost*, a tensão aplicada sobre o capacitor (V_C) é menor e proporcional à diferença entre a tensão de saída e a tensão de entrada, assim como a energia armazenada no capacitor.

A análise considera uma carga resistiva, e, portanto, a potência não-ativa na saída é zero nos dois conversores. Entretanto, a potência não-ativa na entrada dos dois conversores não é a mesma: no conversor *boost* ela é aproximadamente zero porque a aproximação despreza a pequena ondulação da forma de onda triangular da corrente de entrada. Isso não acontece no conversor *buck-boost* S-PPC, pois mesmo desprezando a ondulação da corrente do indutor, a descontinuidade da corrente de entrada faz surgir um valor signi-

ficativo de potência não-ativa. Este valor de potência não-ativa na entrada do conversor *buck-boost* S-PPC é igual à redução da potência não-ativa no capacitor, fazendo com que a potência não-ativa total processada seja a mesma nos dois conversores.

Isso corrobora com a hipótese de que toda a potência não-ativa que deixa de ser processada pelo filtro capacitivo no conversor *buck-boost* S-PPC aparece na sua entrada, e assim, a potência não-ativa total processada pelo conversor é a mesma de um conversor *boost* convencional. Além disso, este efeito anula a vantagem alegada de que o conversor *buck-boost* S-PPC apresenta melhor desempenho do que o conversor *boost* pelo fato de exigir um capacitor de saída com uma tensão reduzida, e, portanto, com menor tamanho. De fato, o capacitor de filtro da saída torna-se menor no conversor *buck-boost*, mas em contrapartida, o aumento da distorção da corrente e da potência não-ativa de entrada torna necessário um capacitor maior na entrada em paralelo com a *string* de painéis.

Para demonstrar como ocorre o processamento de potência nestas e em outras topologias, foram realizadas simulações numéricas utilizando *scripts* desenvolvidos no software MATLAB[®]. O motivo para o emprego de simulações no MATLAB[®] é porque isto permite automatizar as simulações, variando diversos parâmetros de projeto dos conversores, como, por exemplo, a relação de espiras nos indutores/transformadores, além de permitir a varredura de variáveis, como a tensão de entrada, o que permite gerar gráficos que apresentam o comportamento de uma variável em função de outra variável. Estas simulações utilizam os modelos discretos dos conversores em espaço de estados, cujo procedimento de obtenção é apresentado no Apêndice B, e consideram o conversor operando em regime permanente¹.

As simulações numéricas são realizadas utilizando 2^{14} pontos por período de chaveamento (passo de 0,872 ns) para um exemplo de projeto cujas especificações são apresentadas na Tabela 5.2. O nível de tensão do barramento CC do sistema foi definido em 220 V para alimentar um inversor de frequência monofásico com tensão de $127 V_{\text{rms}} \pm 20\%$. Neste exemplo, considera-se que o sistema é projetado para a localidade de São Martinho da Serra (RS), com uma variação da tensão de entrada (Δv) de $30\%^2$, e, assim, a tensão mínima de entrada é 154 V e o valor máximo de V_C é 66 V. Considerou-se que para alcançar estes níveis de tensão, a *string* é composta de 5 módulos BP-SX-150 em série, cuja potência máxima é de 150 W, totalizando uma potência de pico de 750 W na *string*.

Para fins de comparação entre diferentes topologias, estas mesmas especificações do projeto de exemplo são também utilizadas nas análises das demais topologias elevadoras de tensão apresentadas neste trabalho. Isso significa que para cada projeto, os valores dos

¹Nas simulações numéricas, os valores iniciais de corrente e tensão nos indutores e capacitores são calculados para que cada simulação seja iniciada com valores próximos ao regime permanente. A simulação é encerrada após a verificação de que o regime permanente foi alcançado.

²O valor de Δv calculado para a localidade de São Martinho da Serra foi de 27,48%, mas foi arredondado para 30% nos projetos e nas análises apresentadas neste trabalho.

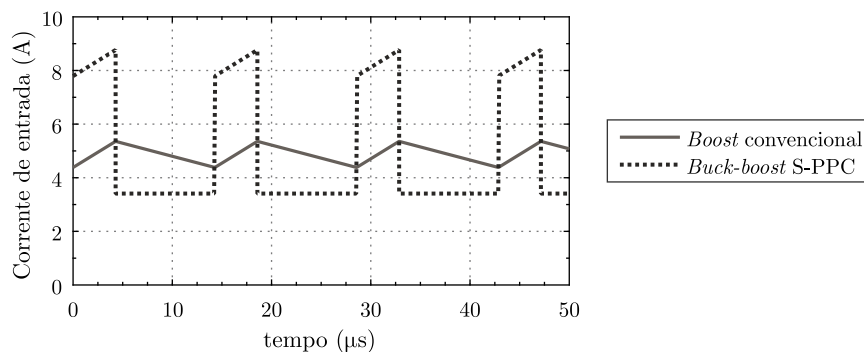
Tabela 5.2 – Especificações do projeto utilizado como exemplo para topologias S-PPC somente elevadoras de tensão.

Parâmetro	Valor
Potência de saída (P_{out})	750 W
Potência no S-PPC ($P_{C,out}$)	225 W
Tensão de saída (V_{out})	220 V
Faixa de variação da tensão de entrada (ΔV_{in})	30 % de V_{out}
Tensão de entrada mínima ($V_{in_{min}}$)	154 V
Tensão de entrada máxima ($V_{in_{max}}$)	220 V
Tensão máxima na saída do conversor série ($V_{C_{max}}$)	66 V
Resistência da carga (R_{load})	64,53 Ω
Frequência de chaveamento (f_s)	70 kHz
Ondulação máxima de corrente no indutor ($\Delta I_{L_{max}}$)	10 % de $\bar{i}_L @ V_{in_{min}}$
Ondulação máxima de tensão no capacitor ($\Delta V_{C_{max}}$)	1 % de $\bar{v}_C @ V_{in_{min}}$

filtros são recalculados para manter os mesmos valores de ondulação máxima de tensão e corrente, para o pior caso, dentro dos limites especificados nesta tabela.

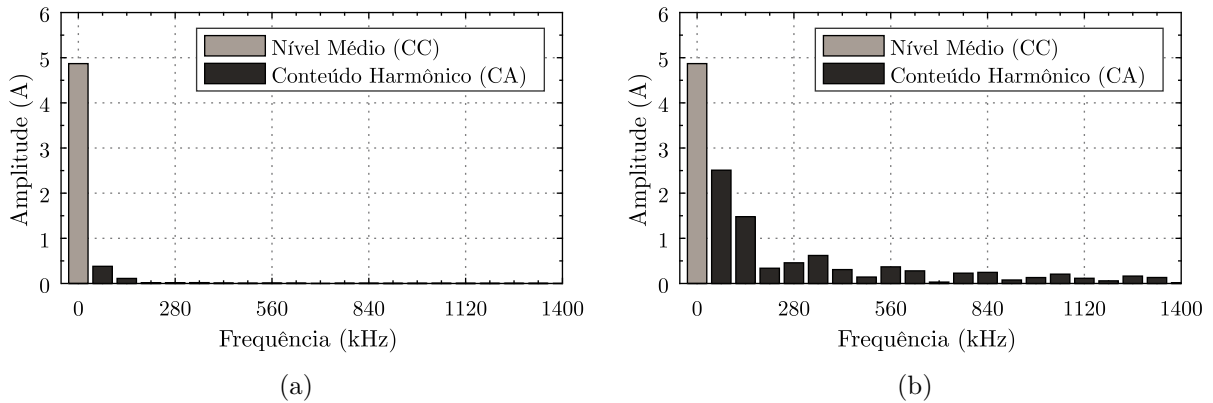
A forma de onda da corrente de entrada nos dois conversores comparados é apresentada na Figura 5.2. Embora o valor médio da corrente seja o mesmo, a corrente no *buck-boost* S-PPC possui um formato descontínuo, com maior ondulação e valores de pico mais significativos.

A Figura 5.3 apresenta o espectro em frequência das duas formas de onda de corrente, onde é possível observar que a corrente de entrada no conversor *boost* convencional (a) apresenta um conteúdo harmônico muito menor do que no conversor S-PPC (b). Como ambos os conversores são alimentados por uma fonte de tensão constante,

Figura 5.2 – Corrente de entrada no conversor *buck-boost* S-PPC em comparação com o conversor *boost* convencional.

Fonte: Autor.

Figura 5.3 – Espectro da corrente de entrada no conversor *boost* convencional (a) e no conversor *buck-boost* S-PPC (b).



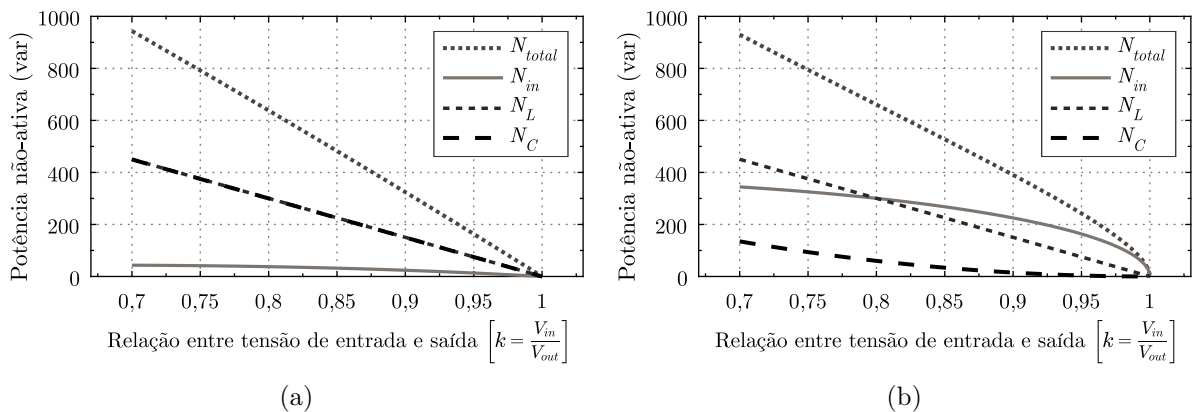
Fonte: Autor.

a potência não-ativa na entrada do conversor é proporcional ao conteúdo harmônico da corrente.

Na Figura 5.4 (a) e (b) são apresentados os gráficos resultantes da simulação da potência não-ativa total e nos elementos do conversor *boost* e *buck-boost* S-PPC, respectivamente, em função da relação entre a tensão de entrada e saída (k). Conforme pode ser observado, assim como a potência ativa, em ambos conversores, a potência não-ativa também diminui à medida em que a tensão de entrada aumenta, tornando-se zero quando a tensão de entrada torna-se igual à tensão de saída.

Observa-se que no conversor *boost* convencional a potência não-ativa no indutor e no capacitor possuem o mesmo valor, mas no conversor *buck-boost* S-PPC a potência

Figura 5.4 – Comparação da potência não-ativa entre o conversor *boost* convencional e o conversor *buck-boost* S-PPC. (a) Conversor *boost* convencional, (b) Conversor *buck-boost* S-PPC.



Fonte: Autor.

não-ativa no capacitor é reduzida. Além disso, observa-se que a potência não-ativa nos indutores é muito semelhante, embora a potência não-ativa no capacitor do conversor *boost* seja maior. No caso da potência não-ativa de entrada, observa-se que a mesma é muito pequena no conversor *boost* mas apresenta um valor elevado no conversor S-PPC, estando de acordo com os valores aproximados pelas equações analíticas da Tabela 5.1.

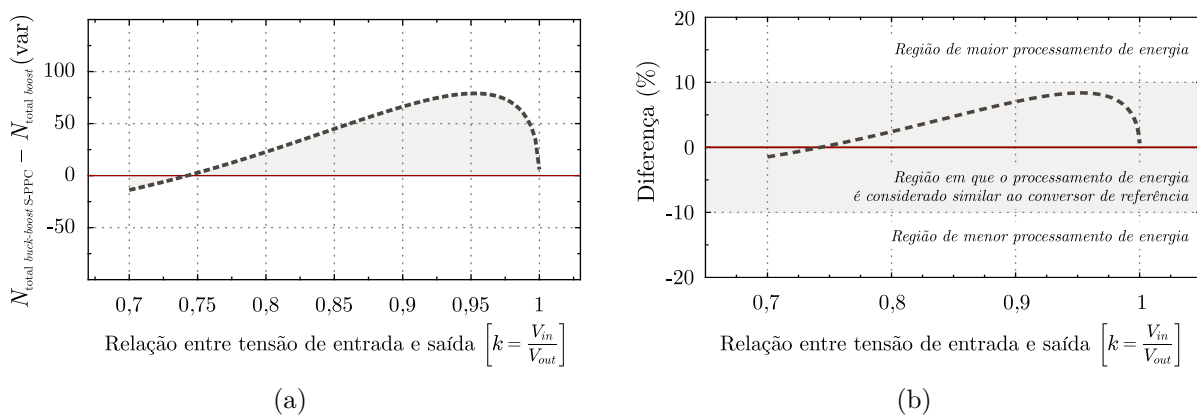
A potência não-ativa total é aproximadamente igual nos dois conversores. Para ilustrar isso, a diferença absoluta entre a potência não-ativa total processada pelo conversor *buck-boost* S-PPC e o conversor *boost* convencional é apresentada no gráfico da Figura 5.5 (a), onde se observa que para o pior caso de processamento de energia, ou seja, quando $V_{in} = 154$ V (ou $k = 0,7$), existe uma redução da potência não-ativa menor que 10 var (menos de 1% do total).

Para valores de V_{in} maiores, a potência não-ativa processada pelo *buck-boost* S-PPC é pouco maior do que aquela no *boost* de referência, mas a diferença percentual entre as duas topologias, mostrada na Figura 5.5 (b), permanece dentro de uma faixa de $\pm 10\%$, ou seja, pode ser considerada similar.

Observa-se que para valores de k menores de 0,74, o processamento de potência não-ativa no S-PPC é ligeiramente menor do que no conversor *boost* de referência, mas a diferença é tão pequena que não permite afirmar que ocorre PPP neste caso. Desta forma, neste trabalho, é definido que a redução percentual de N_{total} deve ser maior que 10% para que o conversor possa ser considerado PPP.

A análise apresentada confirma que embora o conversor *buck-boost* S-PPC conectado na configuração EPSS seja um conversor PAPP, esta topologia não pode ser considerada PPP, pois o seu processamento de energia é muito semelhante ao conversor convencional de referência.

Figura 5.5 – Diferença entre a potência não-ativa total processada no *buck-boost* S-PPC e no conversor *boost* convencional. (a) Em termos absolutos, (b) em termos percentuais.

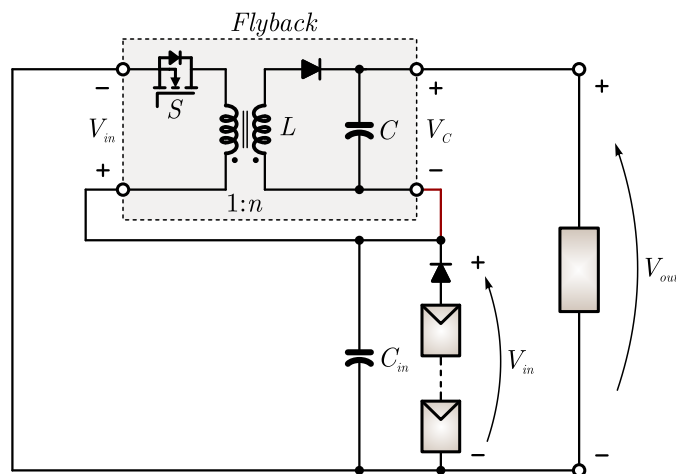


Fonte: Autor.

5.1.2 Análise da topologia *flyback* S-PPC

A análise do gráfico apresentado na Figura 5.5 permite confirmar a hipótese levantada por Zhao, Yeates e Han (2013), de que o processamento de energia no conversor *buck-boost* S-PPC é equivalente ao do *boost* convencional. Entretanto, segundo os autores daquele trabalho, isso acontece porque a topologia *buck-boost* S-PPC é não-isolada, e que para que ocorra PPP, a topologia do conversor deve ser isolada. Para verificar esta hipótese, nesta seção é avaliado o desempenho, em relação ao processamento de potência, do uso da versão isolada³ do conversor *buck-boost*, também conhecida como conversor *flyback* conectado como S-PPC, cujo diagrama esquemático é apresentado na Figura 5.6

Figura 5.6 – Topologia *flyback* S-PPC.

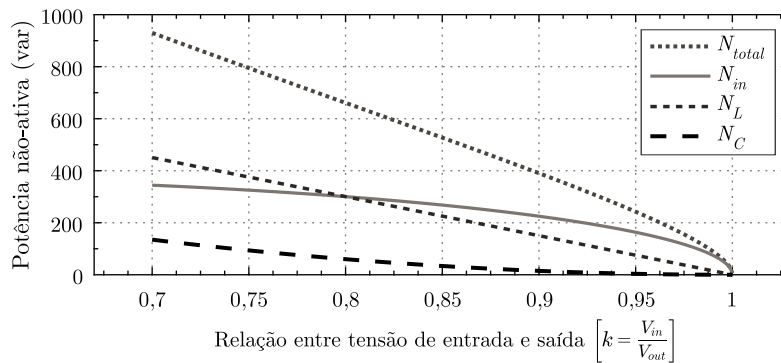


Fonte: Autor.

Desprezando-se as não-idealidades desta topologia, verifica-se que a única diferença para sua versão não-isolada (*buck-boost* S-PPC) apresentada na Figura 5.1, é o grau de liberdade adicional proporcionado pela relação de espiras⁴ do indutor acoplado. Quando a relação de espiras (n) é unitária no indutor acoplado, não há diferenças entre estas duas topologias, e, portanto, o processamento de energia é o mesmo, conforme observado pelo resultado da simulação do conversor *flyback* S-PPC com $n = 1$ apresentado na Figura 5.7. Este resultado é idêntico àquele obtido para o *buck-boost* S-PPC apresentado na Figura 5.4 (b).

³Embora a topologia empregada no S-PPC seja originalmente isolada, nenhuma topologia resultante da conexão S-PPC é isolada. Caso uma topologia isolada (que utilize transformador ou indutor acoplado) seja utilizada como S-PPC, a topologia resultante perderá a isolação devido à conexão série entre entrada e saída.

⁴Neste trabalho, adota-se a relação de espiras (n) nos transformadores e nos indutores acoplados como sendo a relação entre o número de espiras no enrolamento secundário (n_S) e o número de espiras no enrolamento primário (n_P), ou seja, $n = \frac{n_S}{n_P}$.

Figura 5.7 – Potência não-ativa processada pelo conversor *flyback* S-PPC com $n = 1$.

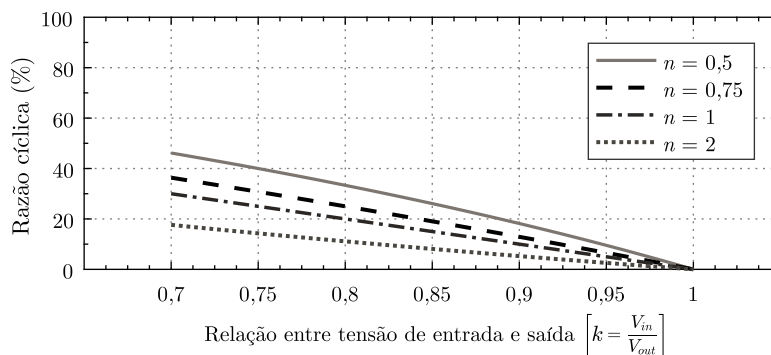
Fonte: Autor.

Isto significa que, contrariando a afirmação de Zhao, Yeates e Han (2013), não basta o emprego de uma topologia originalmente isolada no S-PPC para que o PPP aconteça, uma vez que o processamento de energia no conversor *flyback* S-PPC com $n = 1$ é o mesmo daquele que ocorre no *buck-boost* S-PPC. Apesar disso, a topologia *flyback* S-PPC possibilita a utilização de valores de relação de transformação (n) diferentes de um, e isso pode alterar o comportamento do processamento de energia, conforme demonstrado a seguir.

A inclusão da relação de espiras no indutor acoplado faz com que o ganho de tensão em regime permanente do *flyback* S-PPC seja calculado como sendo

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{k} = \frac{nd}{1-d} + 1. \quad (5.3)$$

O gráfico da Figura 5.8 ilustra o comportamento do valor da razão cíclica para diferentes valores de n em toda a faixa de tensão de entrada do projeto de exemplo. A utilização de valores de n menores que um fará com que o conversor opere com valores

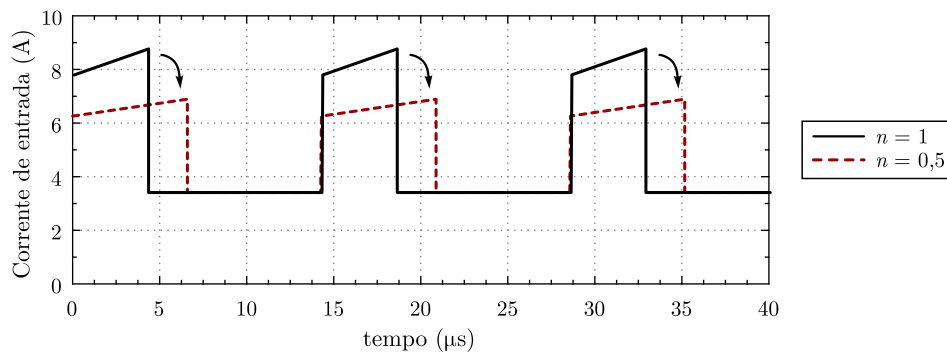
Figura 5.8 – Razão cíclica em função do ganho de tensão k para diferentes valores de relação de espiras do indutor acoplado do conversor *flyback* S-PPC.

Fonte: Autor.

maiores de razão cíclica (d) para um mesmo ganho de tensão, e isto deve resultar em alterações no projeto dos filtros para que se obtenha o mesmo desempenho especificado na Tabela 5.2.

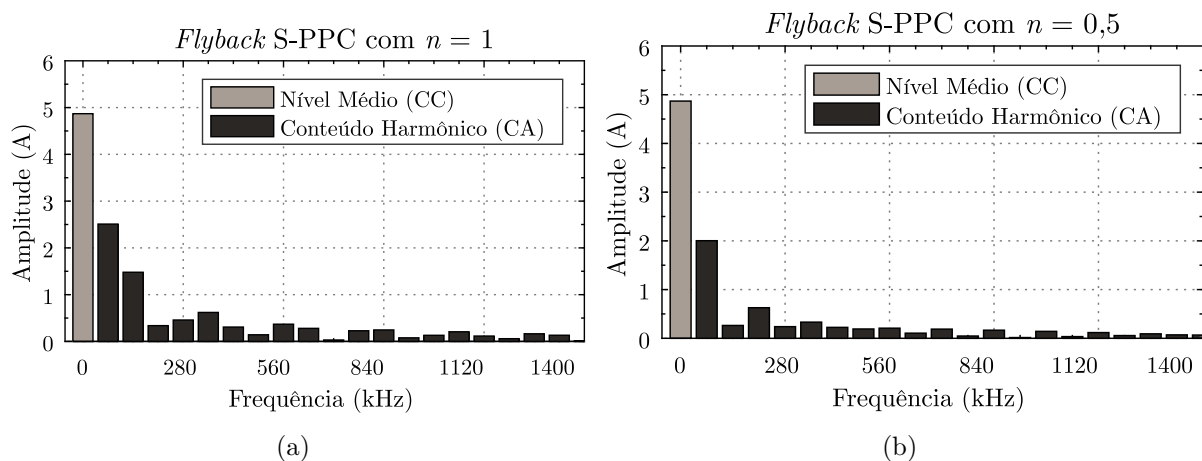
A corrente média que circula na entrada do conversor depende apenas da tensão de entrada e da potência ativa que é drenada da fonte. Entretanto, a possibilidade de operar em razões cíclicas maiores, por meio da redução de n , permite reduzir o valor da corrente de pico sobre a chave, conforme pode ser observado no gráfico da Figura 5.9, onde a corrente de entrada é comparada entre conversores com as mesmas especificações, um com $n = 0,5$ e o outro com $n = 1$. O conteúdo harmônico da corrente de entrada nestes dois casos é apresentado na Figura 5.10, onde observa-se que com $n = 0,5$ o conteúdo harmônico da corrente de entrada é menor do que com $n = 1$.

Figura 5.9 – Efeito da redução da relação de espiras na corrente de entrada do conversor *flyback* S-PPC.



Fonte: Autor.

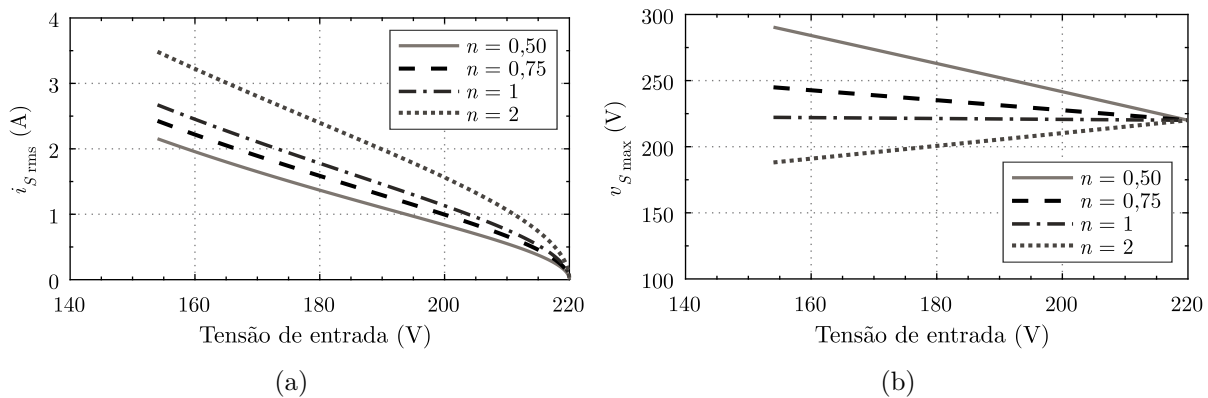
Figura 5.10 – Espectro harmônico da corrente de entrada no conversor *flyback* S-PPC. (a) com $n = 1$, (b) com $n = 0,5$.



Fonte: Autor.

A redução do conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor resulta na redução da corrente eficaz (ou RMS) sobre a chave ($i_{S\ rms}$), conforme apresentado na Figura 5.11 (a), o que pode ser vantajoso dependendo da tecnologia dos semicondutores utilizados no conversor. Por outro lado, na topologia *flyback*, quando a chave está aberta e o circuito do secundário conduz, a tensão sobre o capacitor de saída (V_C) é refletida para o lado primário, fazendo com que a tensão aplicada sobre a chave (v_S) seja $\frac{V_C}{n} + V_{in}$. Desta forma, quanto menor o valor de n , maior é a tensão aplicada sobre a chave, conforme mostra o gráfico da Figura 5.11 (b). Esse comportamento da redução da corrente eficaz e do aumento da tensão sobre a chave com a redução do valor de n pode ser tomado como um compromisso de projeto, mas que acaba não tendo influência direta na energia processada.

Figura 5.11 – Esforços sobre a chave do conversor *flyback* S-PPC para diferentes valores de relação de espiras. (a) Corrente RMS na chave, (b) tensão máxima sobre a chave.

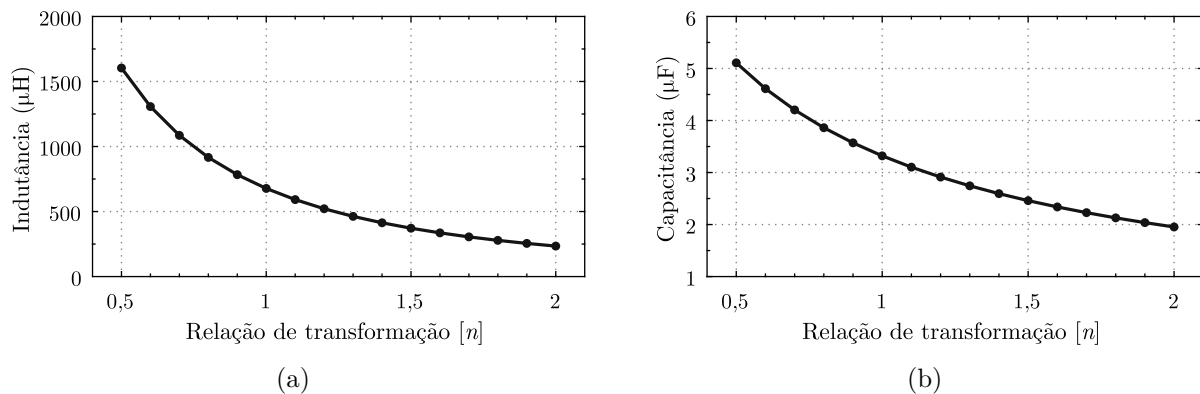


Fonte: Autor.

Outro efeito importante que se observa com a redução de n é que, para se manter fixos os valores percentuais de ondulações de corrente no indutor e tensão no capacitor, os valores da indutância devem ser recalculados para compensar as variações dos níveis de corrente e tensão de operação. A Figura 5.12 (a) apresenta os valores de indutância necessários para manter a ondulação de corrente no indutor dentro dos limites especificados no projeto de exemplo e a Figura 5.12 (b) apresenta o valor do capacitor de saída para manter a ondulação de tensão. Observa-se que quanto menor o valor de n , maiores deverão ser os valores do indutor e do capacitor de filtro nesta topologia.

Utilizando-se as simulações numéricas para computar a potência não-ativa processada pelo conversor, os gráficos apresentados na Figura 5.13 permitem comparar o desempenho do conversor *flyback* S-PPC para diversos valores de n em termos da potência não ativa no capacitor (a), no indutor (b), na entrada (c) e total (d). A análise da figura permite observar que os valores de N , para $n = 1$ apresentam um comportamento similar ao da topologia *buck-boost* S-PPC não-isolada. Para valores diferentes de

Figura 5.12 – Valores projetados dos filtros do conversor *flyback* S-PPC. (a) Indutor, (b) capacitor.



Fonte: Autor.

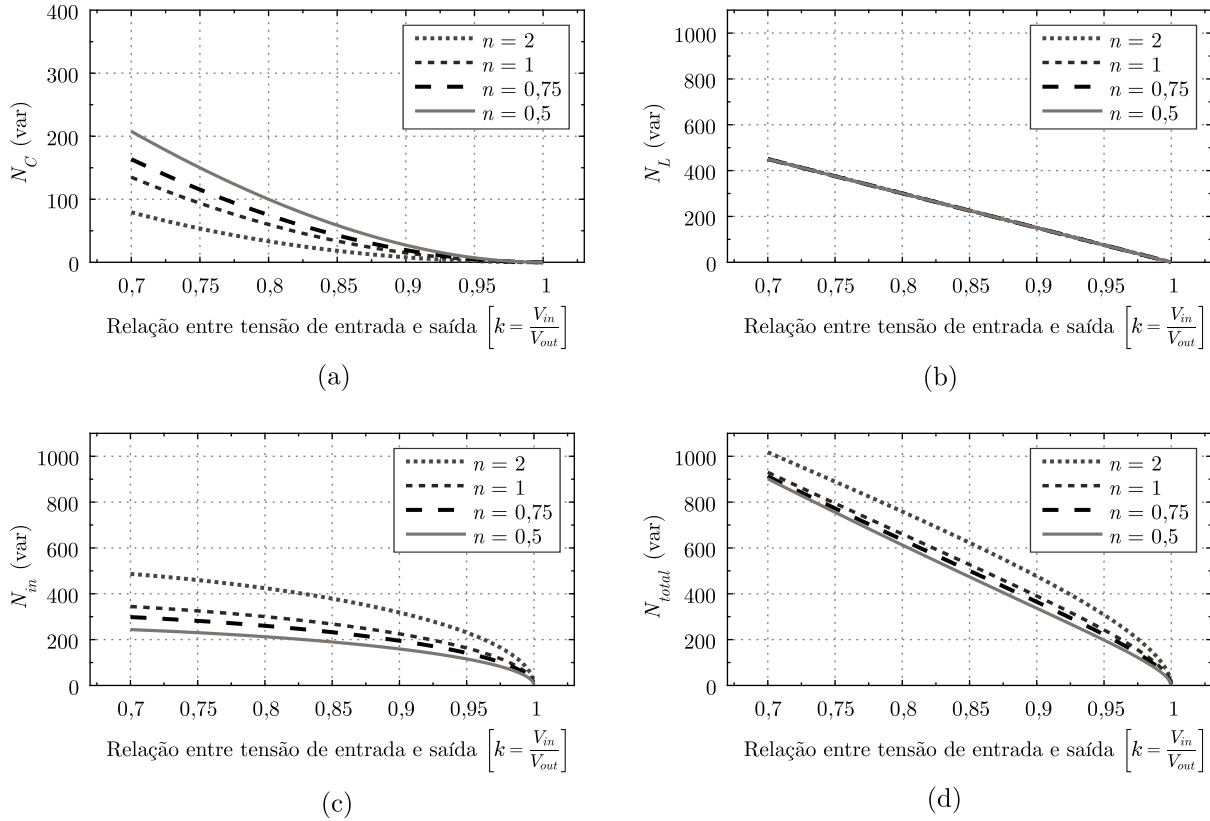
n , o comportamento da potência não-ativa total também não apresenta diferenças muito significativas.

Ainda de acordo com a Figura 5.13, observa-se que para valores maiores de n , a potência não-ativa na entrada (N_{in}) é menor do que para valores menores de n . Isso ocorre pela redução do conteúdo harmônico da corrente de entrada, mas também provoca um aumento da potência não-ativa processada no capacitor, que acaba quase por anular tal efeito, e, assim, a redução na potência não-ativa total é muito pequena. Também é possível observar que para $n = 2$, a potência não-ativa na entrada se torna ainda maior, e, neste caso, a potência não-ativa total no conversor é maior do que aquela observada para o *buck-boost* S-PPC.

A Figura 5.14 apresenta a diferença percentual da potência não-ativa processada no *flyback* S-PPC em relação ao conversor *boost* de referência para diferentes valores de n . Observa-se que mesmo utilizando valores pequenos na relação de espiras do indutor acoplado, em nenhum caso a potência não-ativa processada pelo conversor *flyback* S-PPC apresenta uma diferença abaixo da faixa de 10%, sendo que para $n = 2$ a diferença é sempre positiva, indicando que o mesmo sempre processa maior potência não-ativa do que o *boost* de referência.

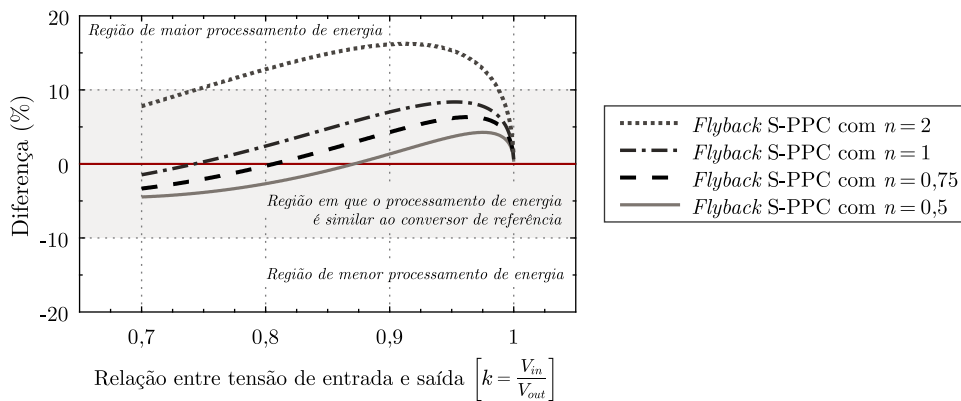
Com isso, conclui-se que não há vantagens no uso da topologia *flyback* S-PPC em relação à topologia *boost* convencional, e que esta topologia, assim como a sua versão não-isolada, não se trata de uma topologia PPP.

Figura 5.13 – Comportamento da potência não-ativa no conversor *flyback* S-PPC em função da tensão de entrada para diferentes relações de espiras no indutor acoplado.



Fonte: Autor.

Figura 5.14 – Comparação da diferença percentual entre a potência não-ativa total processada no *flyback* S-PPC em relação ao valor de referência.



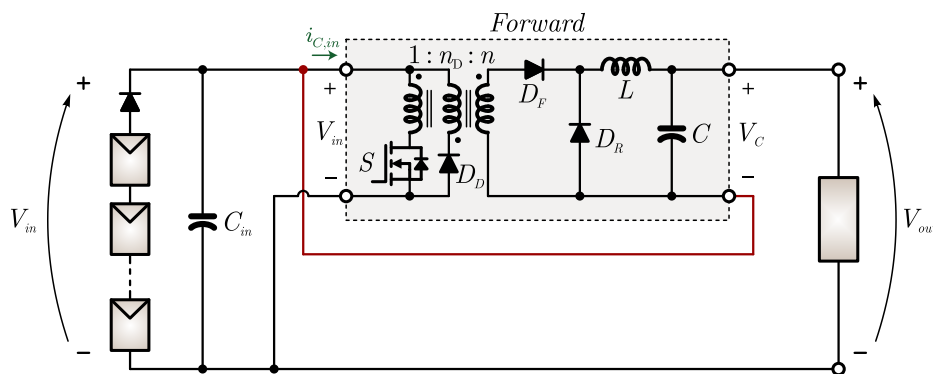
Fonte: Autor.

5.1.3 Análise da topologia *forward* S-PPC

Na topologia *forward* S-PPC, apresentada na Figura 5.15, a isolamento entre primário e secundário é feita por meio de um transformador e o indutor serve apenas como parte do filtro de saída do conversor. Nesta topologia, durante a etapa em que a chave conduz, o transformador transmite energia do primário para o secundário, carregando o indutor e o capacitor. Entretanto, ao contrário do que acontece na topologia *flyback* S-PPC, durante a etapa em que a chave está aberta, a condução do diodo de roda-livre (D_R) permite o desacoplamento completo entre o circuito primário e o secundário.

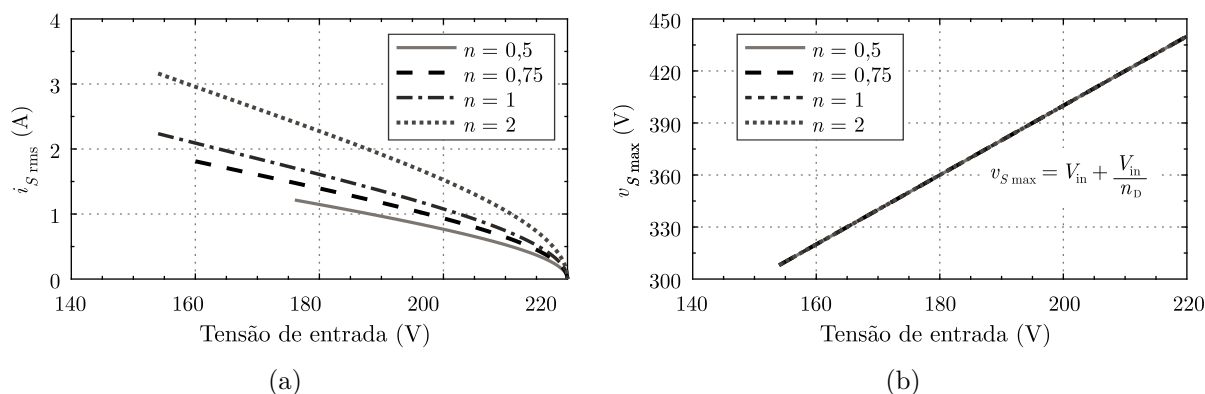
Essa característica faz com que não haja nenhum processamento de energia no lado primário durante a roda-livre, a não ser a desmagnetização do transformador, cuja potência não-ativa é pequena. Além disso, conforme observado na Figura 5.16 (a), na topologia *forward*, o emprego de valores menores de n permite reduzir o valor eficaz da

Figura 5.15 – Topologia do conversor *forward* S-PPC.



Fonte: Autor.

Figura 5.16 – Esforços sobre a chave do conversor *forward* S-PPC para diferentes valores de relação de espiras. (a) Corrente RMS na chave, (b) Tensão máxima sobre a chave.



Fonte: Autor.

corrente na chave, e isso não causa aumento da tensão aplicada sobre a chave pela tensão de saída refletida ao primário, como ocorre na topologia *flyback*, conforme apresentado Figura 5.16 (b). Desta forma, o tamanho do transformador é proporcional à potência ativa processada pelo conversor, independentemente da potência não-ativa processada nos filtros de saída.

O ganho de tensão em regime permanente do *forward* S-PPC é dado por

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{k} = n d + 1. \quad (5.4)$$

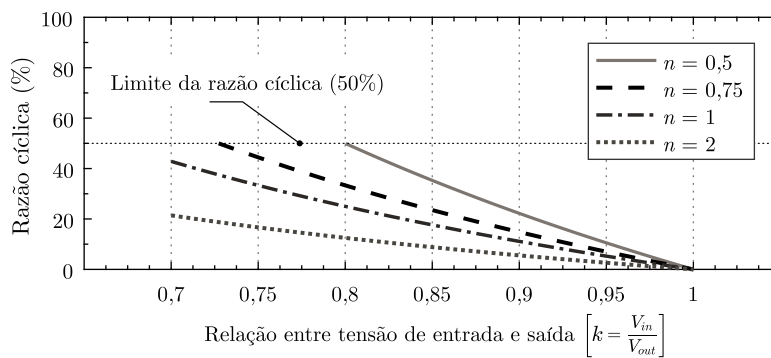
A Figura 5.17 apresenta o valor da razão cíclica em função de k para diferentes valores de relação de transformação. Assim como demonstrado para o conversor *flyback* S-PPC (Figuras 5.9 e 5.10), o uso de valores pequenos de n no conversor *forward* S-PPC também permite aumentar a razão cíclica e diminuir o conteúdo harmônico da corrente de entrada, que irá reduzir a potência não-ativa da entrada.

Entretanto, devido à característica topológica do conversor *forward*, para que se possa garantir a desmagnetização completa do transformador, a razão cíclica deve ser limitada em função da relação de espiras entre o enrolamento de desmagnetização (n_D) e o enrolamento primário.

Sendo o ganho estático do conversor *forward* calculado por (5.4), e considerando a necessidade de desmagnetização completa do transformador durante a etapa de bloqueio da chave (T_{off}), ou seja, $T_{on} \leq n_D T_{off}$, onde T_{on} é o período de tempo em que a chave conduz e n_D é a relação de espiras do enrolamento de desmagnetização em relação ao enrolamento primário, tem-se a razão cíclica máxima do conversor *forward* (d_{max}), como sendo

$$d_{max} = \frac{n_D}{1 + n_D}. \quad (5.5)$$

Figura 5.17 – Razão cíclica em função da relação $\frac{V_{in}}{V_{out}}$ para diferentes valores de relação de espiras do transformador do conversor *forward*.



Fonte: Autor.

Usualmente, adota-se uma relação de espiras unitária para o enrolamento de desmagnetização ($n_D = 1$), assim, a razão cíclica do conversor fica limitada em 50 % para garantir a desmagnetização completa do transformador durante a etapa de roda-livre do secundário.

Essa limitação na razão cíclica causa uma limitação na tensão máxima sobre o capacitor ($V_{C_{max}}$), e, por isso, a faixa de regulação do conversor S-PPC também se torna limitada. Pela equação do ganho estático do conversor, é possível determinar o valor mínimo da relação de espiras do transformador (n_{min}) em função de $V_{C_{max}}$, da tensão mínima de entrada ($V_{in_{min}}$) e n_D , expressa por

$$n_{min} = \frac{V_{C_{max}} (1 + n_D)}{V_{in_{min}} n_D}. \quad (5.6)$$

No exemplo de projeto apresentado, considerando $n_D = 1$, o valor mínimo de n é 0,857, por este motivo, verifica-se na Figura 5.17 que o emprego de valores de $n = 0,75$ e $n = 0,5$ não permitem ao conversor rastrear a tensão de entrada em toda faixa de operação desejada. Desta forma, o emprego de uma relação de espiras $n = 1$ é considerada uma escolha adequada para o exemplo de projeto avaliado, pois permite assegurar a operação do conversor em toda faixa de tensão de entrada e deixa uma margem de razão cíclica para a ação de controle do conversor e para compensar as perdas não modeladas.

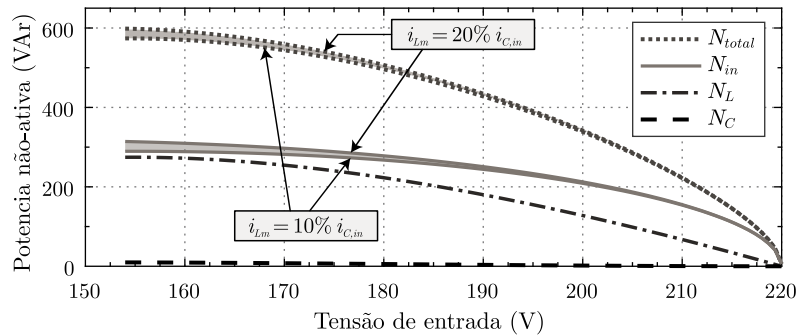
A análise da potência não-ativa no conversor *forward* S-PPC também deve considerar o fato de que um transformador real possui uma indutância de magnetização finita, e isso provoca a circulação indesejada de uma corrente de magnetização (i_{Lm}), cujo valor normalmente é de 10 a 20 % da corrente do primário (CATHELL, 2011). A circulação da corrente de magnetização resulta em uma transferência de energia não-ativa para o transformador durante a condução da chave, e que é devolvida para a fonte pelo enrolamento de desmagnetização (n_D) durante a etapa de roda-livre do secundário.

A Figura 5.18 apresenta o resultado da simulação da potência não-ativa no conversor *forward* S-PPC considerando $n = 1$, com destaque para a diferença em N_{in} e N_{total} considerando uma corrente de magnetização (i_{Lm}) de 10 a 20 % da corrente do primário.

A Figura 5.19 apresenta a forma de onda da corrente na entrada do regulador *forward* com destaque para a parcela resultante da magnetização do transformador, a qual contribui para o aumento do valor de N_{in} . Nesta e nas demais análises que serão apresentadas para este conversor, considera-se uma indutância de magnetização que resulta em uma corrente de magnetização de 15 % de $i_{C,in}$.

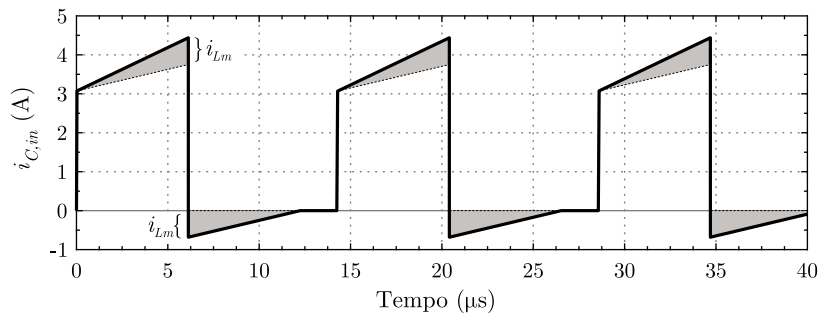
No exemplo que está sendo analisado, a tensão de entrada varia em uma faixa entre 154 V a 220 V (ou seja, de 70 a 100 % da tensão de saída) e a relação mínima de espiras que pode ser utilizada no conversor *forward* S-PPC é 0,857. Neste caso, se a tensão de entrada for menor do que os 154 V, o conversor não será capaz de regular a tensão de

Figura 5.18 – Potência não-ativa no conversor *forward* S-PPC em função da variação da tensão de entrada com destaque para a da potência não-ativa resultante da magnetização e desmagnetização do transformador.



Fonte: Autor.

Figura 5.19 – Corrente de entrada no conversor *forward* S-PPC com destaque para a parcela resultante da magnetização do transformador.



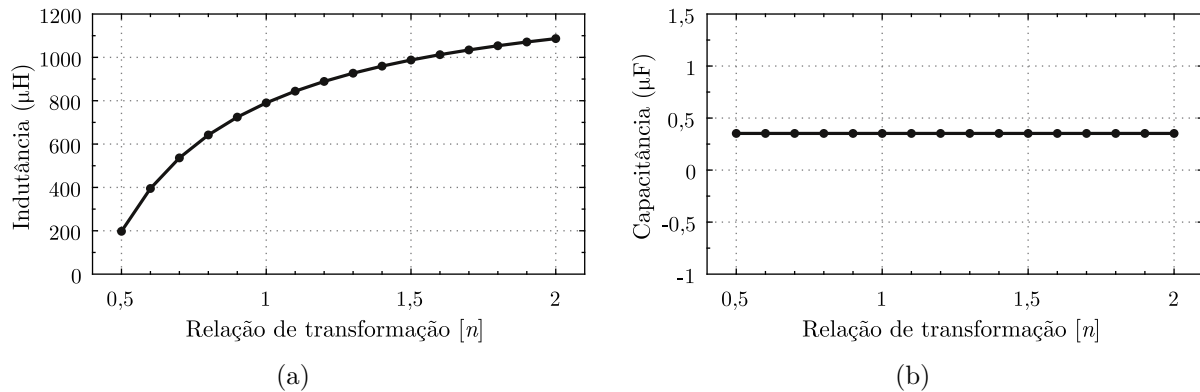
Fonte: Autor.

barramento. Como este conversor é usado no estágio CC-CC de um sistema fotovoltaico, significa que o conversor não será capaz de rastrear o MPP fora desta faixa de tensão.

Na topologia *forward*, assim como na topologia *buck*, o indutor faz parte do filtro de saída do conversor, e o valor da indutância necessária para manter a ondulação dentro dos limites de projeto é inversamente proporcional à razão cíclica. Assim, quanto menor o valor de n , menor será o valor da indutância, conforme apresentado na Figura 5.20 (a). O valor do capacitor de filtro não depende da razão cíclica, por isso, para um mesmo valor de ondulação de corrente, é fixo para qualquer valor de n , conforme observado no gráfico da Figura 5.20 (b). Observa-se que esta característica é oposta ao que acontece na topologia *buck-boost* S-PPC e contribui para a redução da potência não-ativa processada e do tamanho do conversor no caso da utilização de valores pequenos de n .

Os resultados das simulações numéricas da potência não-ativa no conversor *forward* S-PPC são apresentados na Figura 5.21, no capacitor (a), no indutor (b), na entrada (c) e total (d). Observa-se que a potência não-ativa na entrada do conversor (N_{in}), assim como a potência não-ativa processada pelo indutor, são menores para valores menores de

Figura 5.20 – Comportamento do valor dos componentes do filtro LC do conversor *forward* S-PPC em função da relação de espiras do transformador. (a) Indutor, (b) capacitor.



Fonte: Autor.

n , enquanto que a potência não-ativa no capacitor sofre menor influência de n . Desta forma, a potência não-ativa total é menor para valores menores de n .

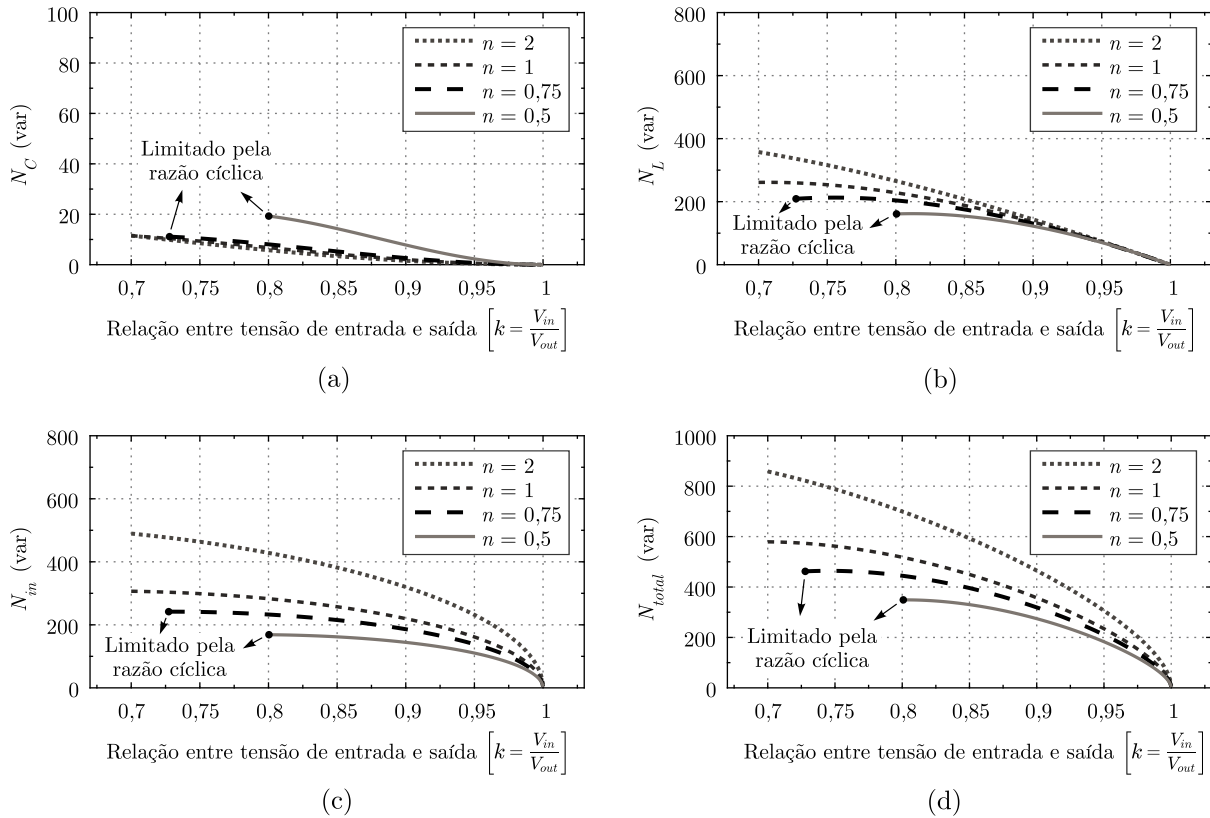
Apesar da topologia *forward* S-PPC possuir um número maior de componentes, observa-se que em todos os valores de n analisados no projeto exemplo, ela apresenta valores de potência não-ativa processada significativamente menores em comparação com a topologia *flyback* S-PPC e até mesmo em comparação com a topologia *boost* convencional.

Entretanto, conforme apresentado anteriormente, a limitação da razão cíclica restringe a faixa de regulação de tensão do conversor. Isto pode ser observado na Figura 5.21, em que a relação de espiras é menor do que o valor mínimo de projeto, e, assim, a tensão de entrada mínima que o conversor consegue regular é de 176 V ($k = 0,8$) para $n = 0,5$ e 160 V ($k = 0,7273$) para $n = 0,75$, perdendo sua capacidade de regulação de tensão fora destas faixas.

A Figura 5.22 apresenta a diferença percentual da potência não-ativa processada no *forward* S-PPC em relação ao conversor de referência para diferentes valores de n . Observa-se que exceto quando $n = 2$, o conversor opera com potência não-ativa menor do que a referência em algumas faixas de tensão. Considerando o exemplo em que $n = 1$, pode-se dizer que o conversor *forward* S-PPC realiza processamento parcial de energia quando $k < 0,81$, ou seja, $V_{in} < 179$ V.

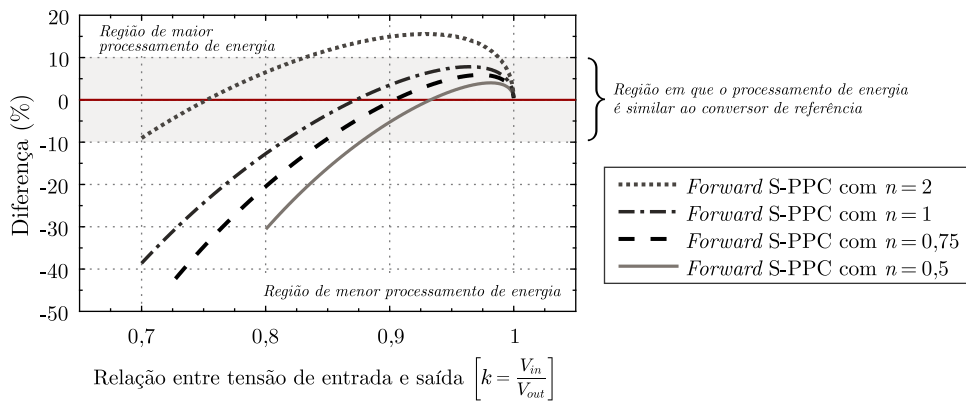
O resultado desta análise leva a concluir que a topologia *forward* S-PPC permite realizar o PPP dependendo da escolha adequada dos parâmetros de projeto, pois a potência não-ativa processada pelo conversor pode ser menor do que aquela processada pelo conversor *boost* convencional em determinadas faixas de tensão de entrada. Quanto menor o valor de n , menor será a potência não-ativa no conversor, sendo que o valor mínimo de n é limitado pela faixa de regulação desejada para o conversor PPP. Isto corrobora com a

Figura 5.21 – Comportamento da potência não-ativa no conversor *forward* S-PPC em função de k para diferentes relações de espiras no transformador. (a) No capacitor, (b) no indutor, (c) na entrada e (d) total.



Fonte: Autor.

Figura 5.22 – Comparação da diferença percentual entre a potência não-ativa total processada no *forward* S-PPC em relação ao valor de referência.



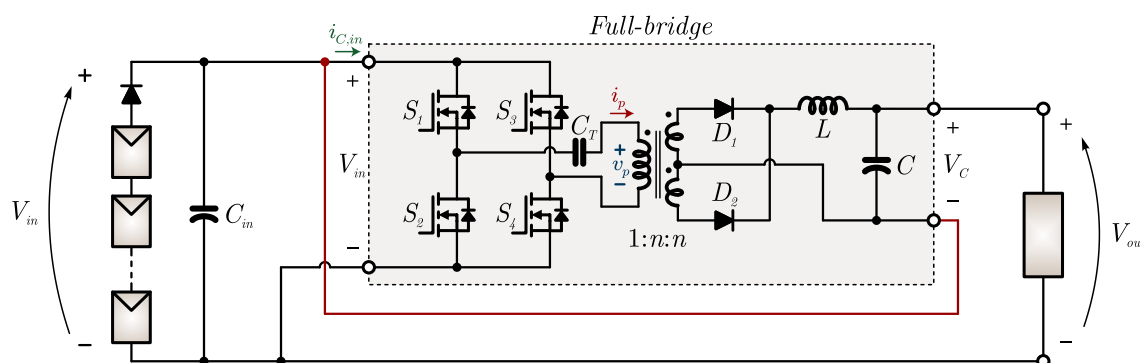
Fonte: Autor.

hipótese de que a faixa de regulação em tensão é uma das especificações mais importantes no projeto das topologias S-PPC capazes de realizar PPP.

5.1.4 Análise da topologia *full-bridge* S-PPC

A topologia *full-bridge* S-PPC, apresentada na Figura 5.23, é baseada na conexão EPSS da topologia *full-bridge phase-shift*, a qual é amplamente conhecida e utilizada na literatura, apresentando bom desempenho em termos de eficiência e densidade de potência (ZANATTA, 2006; SCHMIDT, 2017). Esta topologia é normalmente empregada em potências ativas superiores às do *forward* S-PPC, e tem como característica a utilização de uma ponte completa de transistores que permite inverter a polaridade da tensão aplicada no primário do transformador, e, assim, possibilita fazê-lo operar em dois quadrantes, diminuindo o seu tamanho e eliminando a necessidade de um circuito auxiliar de desmagnetização⁵. No secundário, utiliza-se a derivação central do transformador para formar um retificador de onda completa com dois diodos. Apesar de fazer com que a tensão aplicada nos diodos seja o dobro de V_C , esta configuração é comumente utilizada para baixas tensões de saída, pois reduz as perdas de condução ao utilizar dois diodos a menos do que um retificador em ponte.

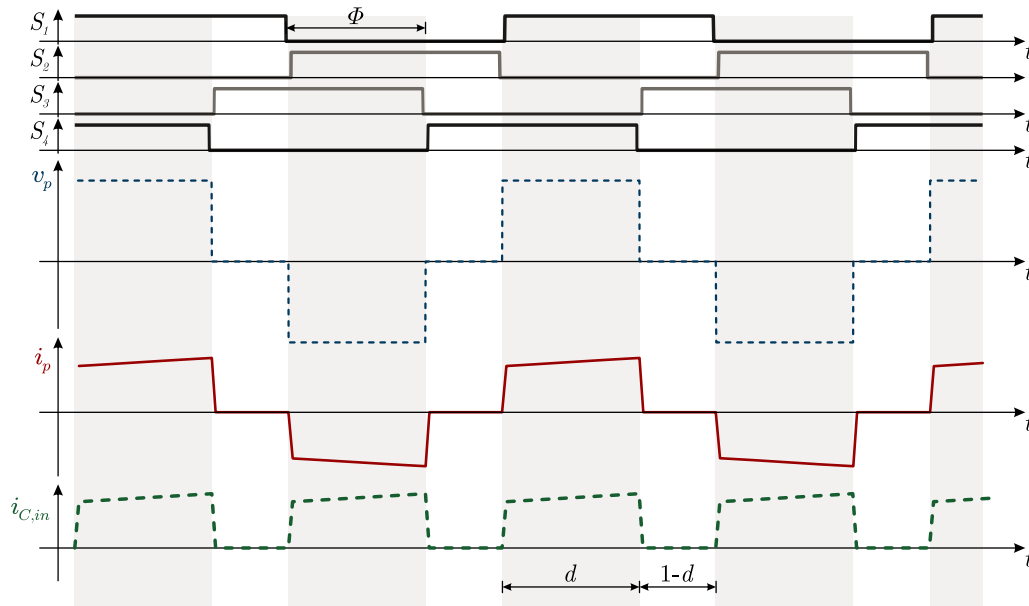
Figura 5.23 – Topologia *full-bridge* S-PPC.



Fonte: Autor.

A modulação *phase-shift* das chaves S_1 a S_4 é ilustrada na Figura 5.24. Nesta análise, a razão cíclica d é considerada como sendo proporcional ao ângulo de defasagem do sinal modulante entre as duas pernas da ponte completa (Φ), sendo $d = 0$ quando $\Phi = 0$ e $d = 1$ quando $\Phi = 180^\circ$. A principal vantagem deste tipo de modulação

⁵Quando a modulação utilizada é do tipo *phase-shift*, esta topologia dispensa o uso de qualquer dispositivo de desmagnetização do transformador. Entretanto, como medida de segurança, foi inserido um capacitor (C_T) em série ao enrolamento primário para garantir corrente média nula e assim evitar a saturação do núcleo do transformador causada por possíveis diferenças nos tempos de comutação das chaves. A energia processada por este capacitor é muito pequena, por isso, é desprezada na análise apresentada.

Figura 5.24 – Sequência de acionamento das chaves do conversor *full-bridge* S-PPC.

Fonte: Autor.

é permitir acionamento das chaves sob tensão nula (também conhecido como ZVS, do inglês, *Zero-Voltage Switching*) para uma determinada faixa de corrente de carga. Neste caso, o tempo morto entre as chaves de uma mesma perna é calculado dependendo das características de dispersão do primário do transformador e da capacitância de saída das chaves.

O ganho de tensão em regime permanente do *full-bridge* S-PPC é dado por

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{k} = n d + 1 \quad (5.7)$$

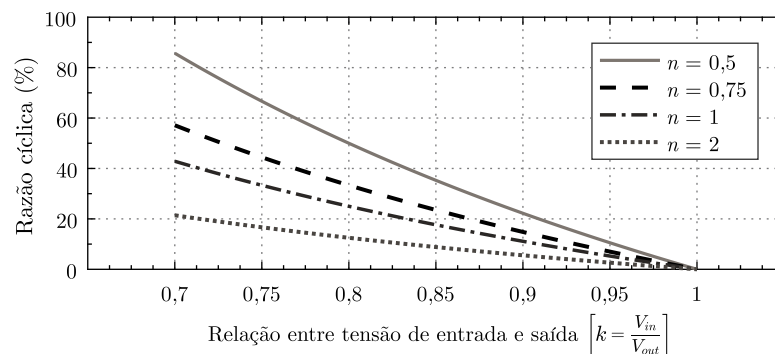
que é o mesmo ganho de tensão observado pelo conversor *forward* S-PPC apresentado na seção anterior. A diferença é que a topologia *full-bridge* permite operar em toda faixa de razão cíclica (de 0 a 100%), sendo possível utilizar valores menores de n para a mesma faixa de regulação de tensão em comparação ao conversor *forward* S-PPC. A razão cíclica em função de k para diferentes valores de relação de transformação é apresentada na Figura 5.25.

Considerando o limite da razão cíclica ($d_{max} = 1$), é possível calcular o valor mínimo de n em função da faixa de regulação de tensão que se deseja para o conversor, como sendo

$$n_{min} = \frac{V_{C_{max}}}{V_{in_{min}} d_{max}} = \frac{V_{out} - V_{in_{min}}}{V_{in_{min}} d_{max}}. \quad (5.8)$$

No exemplo de projeto considerado, onde $V_{in_{min}} = 154$ V, o valor mínimo de n que permite operar na faixa de tensão estabelecida é 0,428. Desta forma, uma relação de espiras $n = 0,5$ é considerada uma escolha adequada para este projeto, uma vez que isto

Figura 5.25 – Razão cíclica em função da tensão de entrada para diferentes valores de relação de espiras do transformador do conversor *full-bridge*.



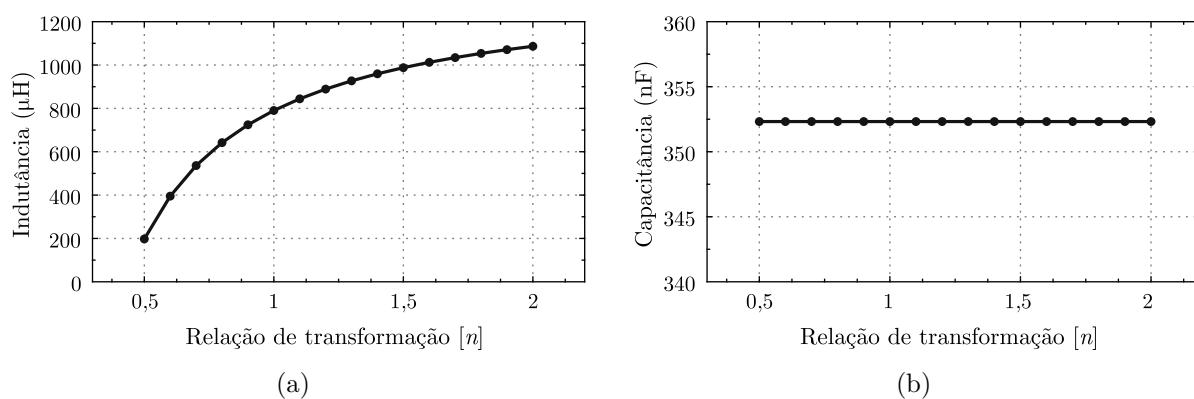
Fonte: Autor.

corresponde a uma razão cíclica máxima de 85,7% (ou 154,3° no valor de Φ), deixando uma margem de 14,3% de razão cíclica para ação de controle e compensar as perdas não-modeladas e de tempo morto.

Na topologia *full-bridge* S-PPC, os valores dos filtros necessários apresentam os mesmos valores da topologia *forward* S-PPC, conforme pode ser visto na Figura 5.26, para uma mesma frequência no circuito secundário. Entretanto, devido às características de chaveamento da topologia *full-bridge* (Figura 5.23), a frequência imposta sobre os filtros do secundário é o dobro da frequência de comutação das chaves do primário.

Por isto, para manter justa a comparação entre as topologias S-PPC apresentadas anteriormente e a topologia *full-bridge* S-PPC, as chaves do primário do conversor *full-bridge* S-PPC são acionadas com a metade da frequência de comutação utilizada nas demais topologias. Com isso, a frequência de comutação utilizada no exemplo de projeto

Figura 5.26 – Valores projetados dos filtros do conversor *full-bridge* S-PPC. (a) Indutor, (b) capacitor.



Fonte: Autor.

é de 35 kHz e a frequência aplicada nos filtros é a mesma nos dois conversores (70 kHz), resultando no mesmo tamanho dos componentes do filtro LC.

Os resultados das simulações das potências não-ativas nos elementos do conversor *full-bridge* S-PPC são apresentados na Figura 5.27, no capacitor (a), no indutor (b), na entrada (c) e total (d). Conforme se pode observar, a potência não-ativa em todos elementos do conversor *full-bridge* S-PPC é significativamente menor do que aquela apresentada pelo conversor *forward* S-PPC. Além disso, nesta topologia, para um valor de $n = 0,5$ é possível garantir regulação da tensão em toda a faixa.

A Figura 5.28 apresenta a diferença percentual da potência não-ativa processada no *full-bridge* S-PPC em relação ao conversor de referência para diferentes valores de n . Nesta figura o PPP torna-se evidente, pois a potência não-ativa processada chega a ser 80% menor do que no conversor de referência para o exemplo de projeto que utiliza $n = 0,5$.

Diante destes resultados, conclui-se que a topologia *full-bridge* S-PPC também é uma topologia PPP, sendo que o processamento de energia é ainda menor do que aquele

Figura 5.27 – Comportamento da potência não-ativa no conversor *full-bridge* S-PPC em função da tensão de entrada para diferentes relações de espiras no transformador. (a) No capacitor, (b) no indutor, (c) na entrada e (d) total.

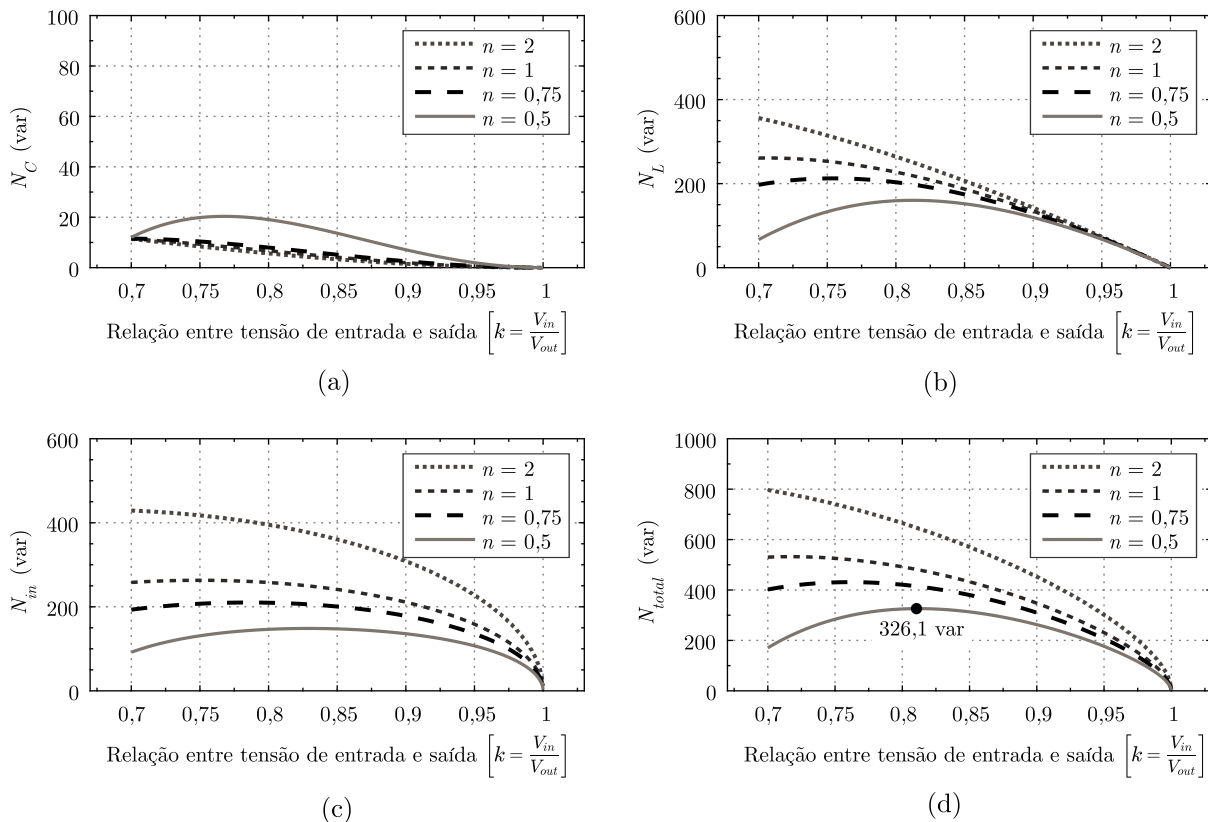
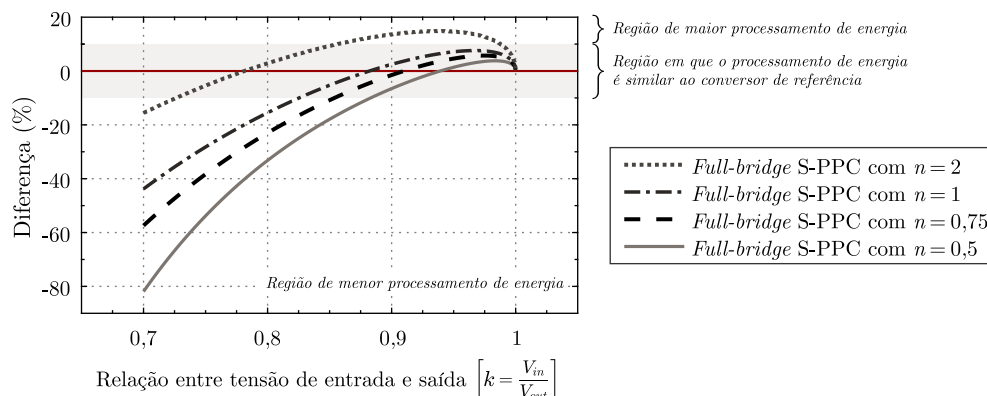


Figura 5.28 – Comparação da diferença percentual entre a potência não-ativa total processada no *full-bridge* S-PPC em relação ao valor de referência.



Fonte: Autor.

observado na topologia *forward* S-PPC, além de possuir uma capacidade maior de regulação de tensão. Conclui-se que quanto menor o valor de n , melhor será o desempenho do conversor em termos de energia processada e menor será o tamanho de seus filtros. Também nesta topologia, a faixa de regulação em tensão se torna uma das especificações mais importantes de seu projeto.

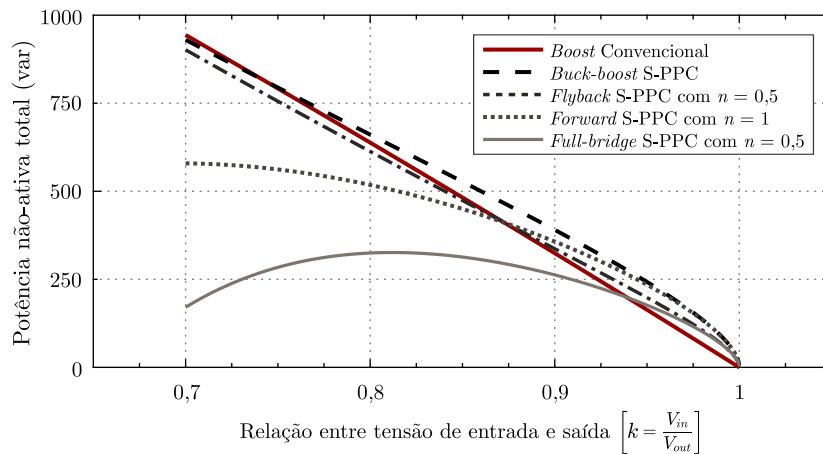
5.1.5 Comparação entre as topologias S-PPC elevadoras de tensão avaliadas

Para resumir os resultados das simulações da potência não-ativa nas topologias S-PPC elevadoras de tensão avaliadas anteriormente, a Figura 5.29 apresenta a potência não-ativa em valores absolutos e a Figura 5.30 apresenta os mesmos valores em termos percentuais em relação ao conversor de referência, mostrando que entre estas topologias, somente a topologia *forward* S-PPC e *full-bridge* realizam PPP.

5.2 ANÁLISE DE TOPOLOGIAS S-PPC ELEVADORAS/ABAIXADORAS

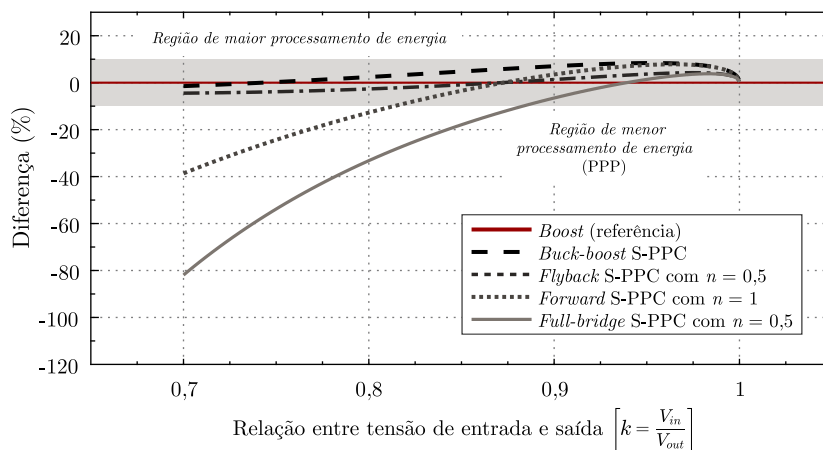
As topologias analisadas até aqui, assim como a maioria das topologias básicas de conversores CC-CC, possuem fluxo unidirecional de energia. Estas topologias, quando conectadas com S-PPC, só permitem operar como elevador (na configuração EPSS) ou abaixador de tensão (na configuração ESSP). Nesta seção é apresentada uma análise de topologias S-PPC capazes de atuar tanto como elevadoras quanto abaixadoras de tensão.

Figura 5.29 – Potência não-ativa total processada nos conversores S-PPC analisados em comparação ao conversor *boost* convencional.



Fonte: Autor.

Figura 5.30 – Diferença percentual da potência não-ativa processada nos conversores S-PPC analisados em relação ao conversor *boost* convencional.



Fonte: Autor.

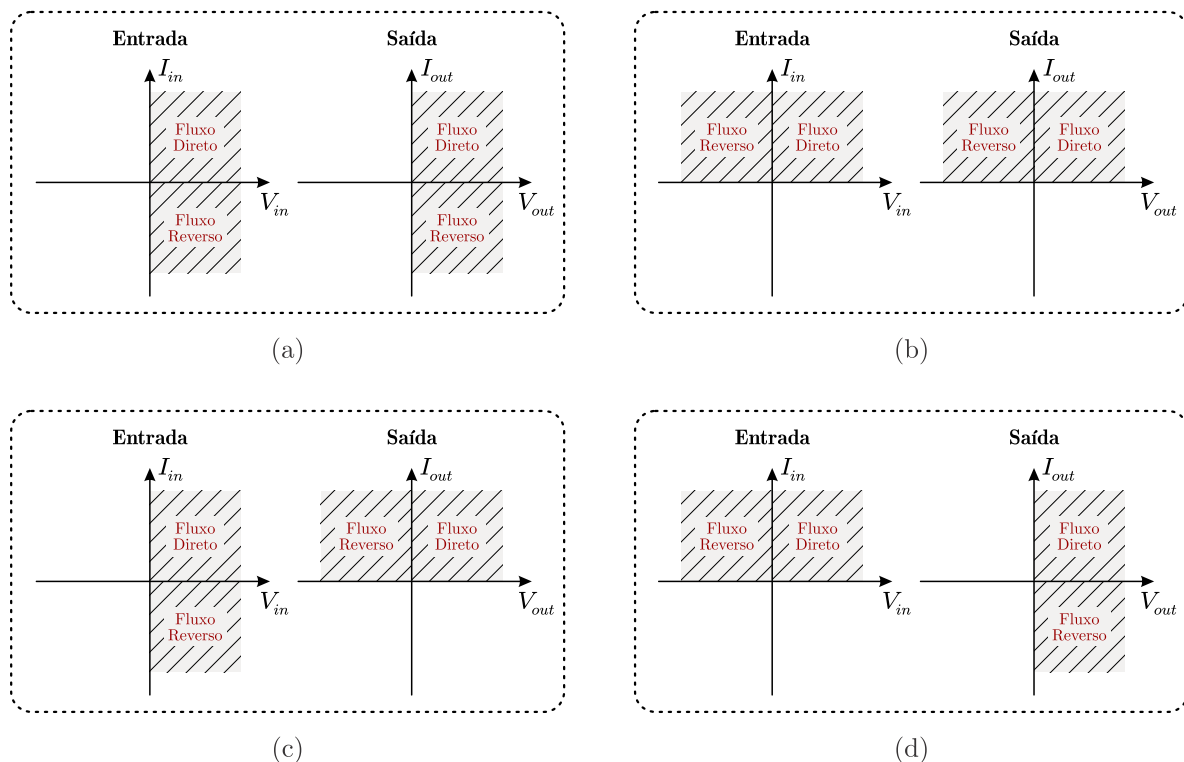
5.2.1 Restrições quanto à bidirecionalidade de potência ativa nos S-PPC elevadores/abaixadores

Conforme discutido na seção 3.2.4, para que o S-PPC possa operar tanto como elevador quanto como abaixador de tensão, é necessário que a topologia do conversor série seja capaz de operar com fluxo bidirecional de potência ativa, ou seja, devem permitir que a energia elétrica possa ser transferida tanto no sentido entrada-saída quanto no sentido saída-entrada. Porém, para fazer isto, a topologia deve respeitar as características de entrada e saída da configuração S-PPC, e isto cria restrições de quais topologias podem ser aplicadas em cada configuração. Tais restrições são estabelecidas nesta subseção.

Existem quatro modos de realizar fluxo bidirecional de potência ativa em conversores CC-CC, conforme ilustrado na Figura 5.31 pelos quadrantes de operação do plano $V \times I$ da entrada e da saída. O fluxo bidirecional pode ser com entrada e saída bidirecionais em corrente (a), entrada e saída bidirecionais em tensão (b), entrada bidirecional em corrente e saída bidirecional em tensão (c) ou entrada bidirecional em tensão e saída bidirecional em corrente (d). Observa-se que em nenhuma destas alternativas existe operação em quatro quadrantes, como ocorre em conversores de corrente alternada (CA), sendo que a configuração da Figura 5.31 (a) é a que possui implementação mais simples, sendo muito utilizada, por exemplo, em circuitos de carga e descarga de baterias.

Em um regulador S-PPC do tipo EPSS, a topologia deve ser capaz de inverter a tensão de saída do conversor (V_C), e, ao mesmo tempo, respeitar a polaridade da tensão de entrada, proveniente dos módulos PV, a qual não pode ser invertida. Neste caso, o conversor série deve obrigatoriamente operar conforme Figura 5.31 (c). Qualquer topologia com característica de fluxo bidirecional de corrente na entrada e bidirecional em tensão de saída pode ser utilizada na configuração EPSS.

Figura 5.31 – Quadrantes de operação dos conversores CC-CC bidirecionais. (a) Entrada e saída bidirecionais em corrente, (b) entrada e saída bidirecionais em tensão, (c) entrada bidirecional em corrente e saída bidirecional em tensão, (d) entrada bidirecional em tensão e saída bidirecional em corrente.



Fonte: Autor.

De forma similar, para a configuração de regulador S-PPC do tipo ESSP, a topologia deve ser capaz de operar conforme Figura 5.31 (d), com tensão bidirecional na entrada e corrente bidirecional na saída.

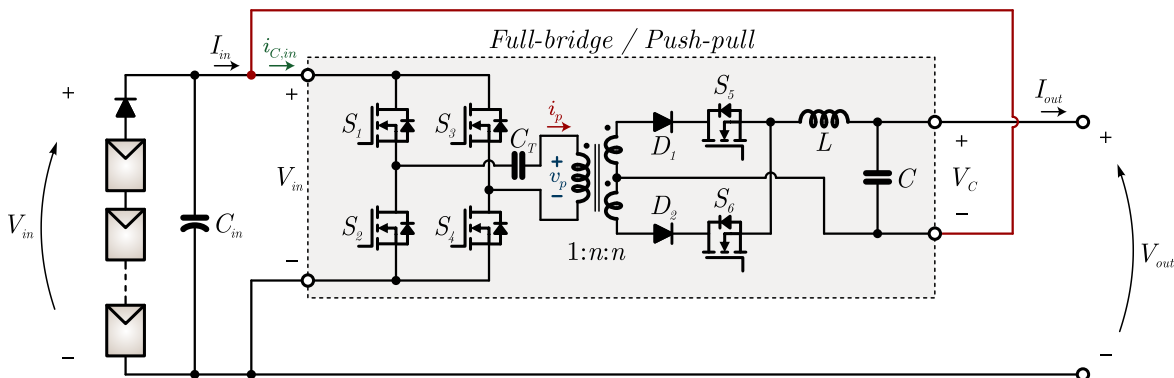
Apesar de serem bidirecionais, as configurações da Figura 5.31 (a) e (b) não podem ser aplicadas para conversores S-PPC, pois não atendem a estes requisitos.

É importante destacar que quando operam com fluxo reverso, os S-PPCs devolvem energia do barramento CC de saída para o barramento de entrada, mas a potência ativa global do circuito é sempre unidirecional, no sentido da fonte (módulos PV) para a carga (barramento de saída), sendo que as polaridades da tensão e da corrente nunca se invertem (V_{in} , I_{in} , V_{out} e I_{out} são sempre positivas). Isso ocorre porque, neste caso, a potência ativa direta é sempre maior do que a potência ativa reversa no S-PPC.

5.2.2 Topologia *Full-bridge / Push-pull* (FB/PP) S-PPC

Conforme discutido no Capítulo 3, uma das topologias que atendem aos requisitos apresentados anteriormente para a configuração S-PPC EPSS é a topologia *full-bridge/push-pull* S-PPC (ou FB/PP S-PPC), que foi originalmente empregada por Cao (2015). Trata-se de uma modificação na topologia *full-bridge* para permitir a operação bidirecional da tensão V_C , conforme apresentado na Figura 5.32.

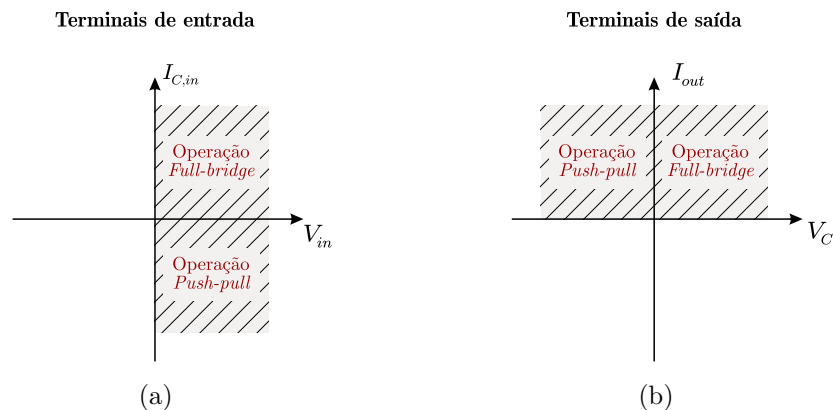
Figura 5.32 – Topologia *full-bridge / push-pull* S-PPC.



Fonte: Adaptado de Cao (2015)

É importante destacar que esta topologia só pode operar de forma bidirecional devido à existência da conexão série proporcionada pela configuração S-PPC, onde a circulação da corrente I_{out} pelo capacitor C pode fazer com que a polaridade de V_C possa ser invertida. Os quadrantes de operação desta topologia são ilustrados pela Figura 5.33, onde se observa que a tensão de entrada do S-PPC nunca tem sua polaridade invertida, assim como a corrente de saída.

Figura 5.33 – Quadrantes de operação do FB/PP S-PPC. (a) Na entrada, (b) Na saída.



Fonte: Autor.

Nesta topologia, mantendo-se as chaves S_5 e S_6 fechadas ao realizar uma modulação *phase-shift* nas chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 da ponte do circuito primário, o regulador comporta-se como um conversor *full-bridge* CC-CC convencional, a tensão sobre V_C é positiva e a tensão de saída (V_{out}) é maior do que a tensão de entrada (V_{in}).

Entretanto, é possível inverter a polaridade da tensão sobre V_C , invertendo o sentido do fluxo de energia por meio da modulação das chaves S_5 e S_6 , tornando a topologia bidirecional. Neste caso, a tensão de saída do circuito (V_{out}) é menor do que a tensão de entrada (V_{in}).

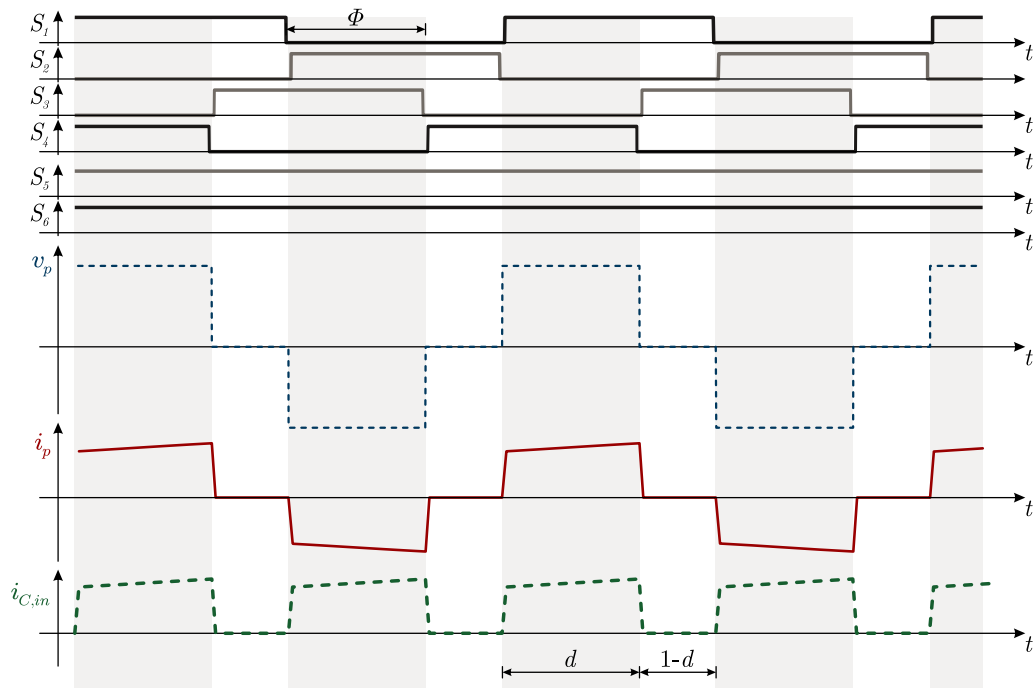
No modo de operação como *full-bridge*, as chaves S_5 e S_6 são mantidas acionadas, enquanto as chaves do primário (S_1 a S_4) são moduladas em *phase-shift* de forma idêntica ao do conversor *Full-bridge* S-PPC, conforme apresentado na Figura 5.34.

No modo de operação como *push-pull*, o conversor pode ser visto como tendo sua entrada em V_C . Neste caso, as chaves S_5 e S_6 formam um push-pull alimentado em corrente, e as chaves S_1 a S_4 formam um retificador⁶ que injeta a corrente de volta para a fonte V_{in} . A circulação da corrente I_{out} faz com que a tensão sobre V_C tenha sua polaridade invertida, sendo controlada pelas chaves S_5 e S_6 . Enquanto ambas S_5 e S_6 estão acionadas, os secundários do transformador formam um curto-circuito magnético, carregando o indutor. Quando S_5 ou S_6 são desligadas, a corrente do indutor é direcionada para o primário, tornando a corrente $i_{C,in}$ negativa. A razão cíclica neste modo de operação é considerada como sendo o intervalo de tempo em que ambas S_5 e S_6 conduzem. A sequência de acionamento das chaves neste modo de operação é ilustrado na Figura 5.35.

Em situações em que a tensão de MPP da *string* for maior do que a tensão de barramento, o regulador deve operar como abaixador de tensão ($V_C < 0$), e quando a tensão

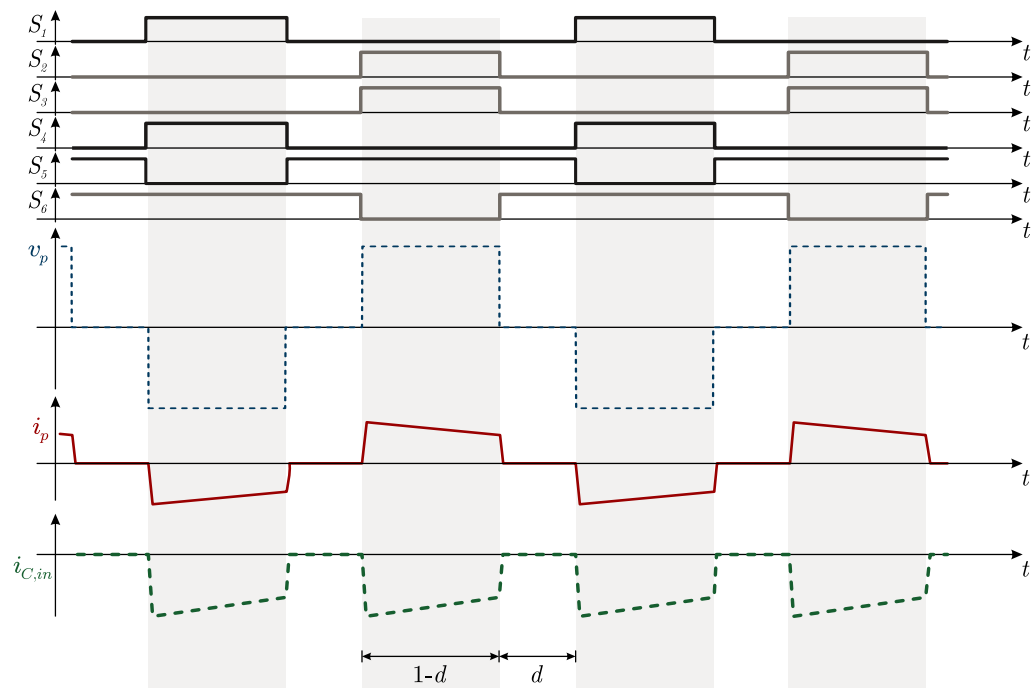
⁶Os diodos em antiparalelo com as chaves S_1 a S_4 formam um retificador passivo de onda completa. Entretanto, é possível acionar estas chaves de forma síncrona com a abertura das chaves S_5 e S_6 , formando um retificador síncrono que permite reduzir as perdas causadas pela condução dos diodos em antiparalelo.

Figura 5.34 – Sequência de acionamento das chaves do conversor *FB/PP* S-PPC durante a operação no modo *full-bridge*.



Fonte: Autor.

Figura 5.35 – Sequência de acionamento das chaves do conversor *FB/PP* S-PPC durante a operação no modo *push-pull*.



Fonte: Autor.

de MPP estiver abaixo da tensão de barramento, o regulador deve operar como elevador ($V_C > 0$). Nestes dois casos, a potência ativa processada pelo regulador é proporcional à diferença entre a tensão de entrada e saída, e o dimensionamento da potência nominal do conversor depende da faixa de tensão em que se deseja rastrear o MPP, para mais ou para menos. Com um projeto adequado do valor nominal da tensão do barramento compatível com a tensão da *string*, na maior parte do tempo, a potência ativa processada pelo regulador série será pequena em relação à potência entregue ao barramento, e, neste caso, a eficiência global do sistema poderá ser melhorada.

Apesar disso, para cada projeto é necessária uma avaliação detalhada que permita determinar qual configuração é mais adequada, pois as topologias S-PPC elevadoras/abaixadoras exigem conversores com maior número de componentes de potência e controle, o que em alguns casos pode tornar o sistema mais caro, menos eficiente e menos confiável, quando comparadas às topologias S-PPC unidirecionais.

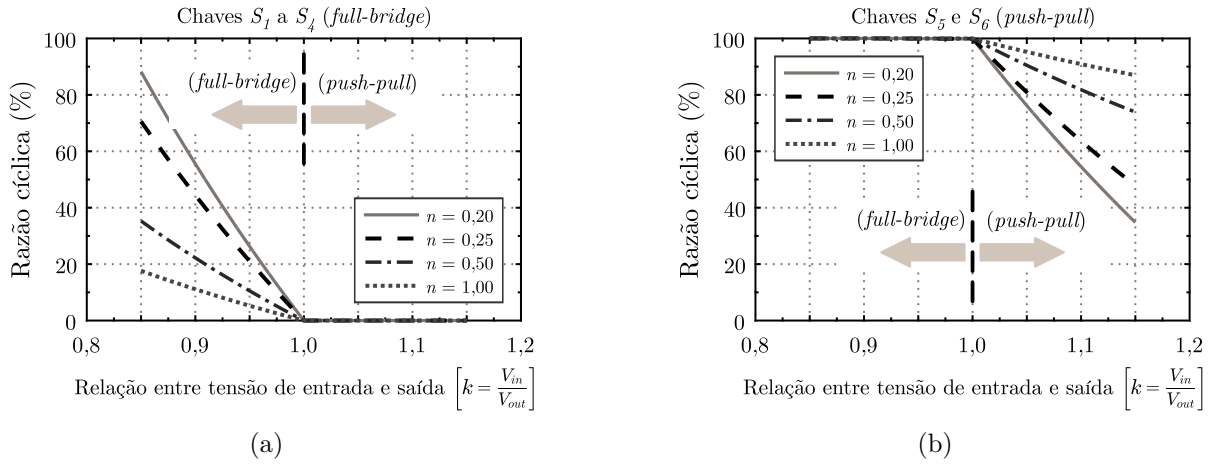
O exemplo de projeto do conversor FB/PP S-PPC não pode ser o mesmo que foi utilizado nas topologias somente elevadoras de tensão, pois o ganho de tensão é diferente. Por isso, optou-se por manter a mesma tensão de saída (220 V), potência de saída (750 W) e modificando os valores da tensão de entrada para manter a mesma faixa de variação de tensão de entrada (30%). Os parâmetros utilizados neste exemplo de projeto são apresentados na Tabela 5.3.

A Figura 5.36 apresenta o comportamento da razão cíclica necessária em função da relação k , para operação como *full-bridge* nas chaves S_1 a S_4 (a) e para operação como *push-pull* nas chaves S_5 e S_6 (b). Nestas figuras, observa-se que não há variação brusca na razão cíclica das chaves durante a troca entre os modos de operação.

Tabela 5.3 – Especificações do projeto utilizado para a topologia FB/PP S-PPC.

Parâmetro	Valor
Potência de saída (P_{out})	750 W
Potência no S-PPC ($P_{C,out}$)	112,5 W
Tensão de saída (V_{out})	220 V
Faixa de variação da tensão de entrada (ΔV_{in})	30 % de V_{out}
Tensão de entrada mínima (V_{inmin})	187 V
Tensão de entrada máxima (V_{inmax})	253 V
Tensão máxima na saída do conversor série (V_{Cmax})	-33 V ou +33 V
Resistência da carga (R_{load})	64,53 Ω
Frequência de chaveamento das chaves (f_s)	35 kHz
Frequência aplicada no filtro LC (f_s)	70 kHz
Ondulação máxima de corrente no indutor (ΔI_{Lmax})	10 % de $\bar{i}_L @ V_{inmin}$
Ondulação máxima de tensão no capacitor (ΔV_{Cmax})	1 % de $\bar{v}_C @ V_{inmin}$

Figura 5.36 – Razão cíclica em função do ganho de tensão k para diferentes valores de relação de espiras do indutor acoplado do conversor *FB/PP* S-PPC. (a) Nas chaves S_1 a S_4 , (b) Nas chaves S_5 e S_6 .



Fonte: Autor.

Nesta topologia, a limitação de razão cíclica ocorre no modo de operação como *full-bridge*, mas como o ganho de tensão neste modo é menor, é possível utilizar valores de n menores. A partir de (5.8), uma escolha de uma relação de espiras $n = 0,2$ é considerada adequada para este projeto, uma vez que isto corresponde a uma razão cíclica máxima de 88,3% (ou $158,9^\circ$ no valor de Φ), deixando uma margem de 11,7% de razão cíclica para ação de controle e compensar as perdas não-modeladas e de tempo morto.

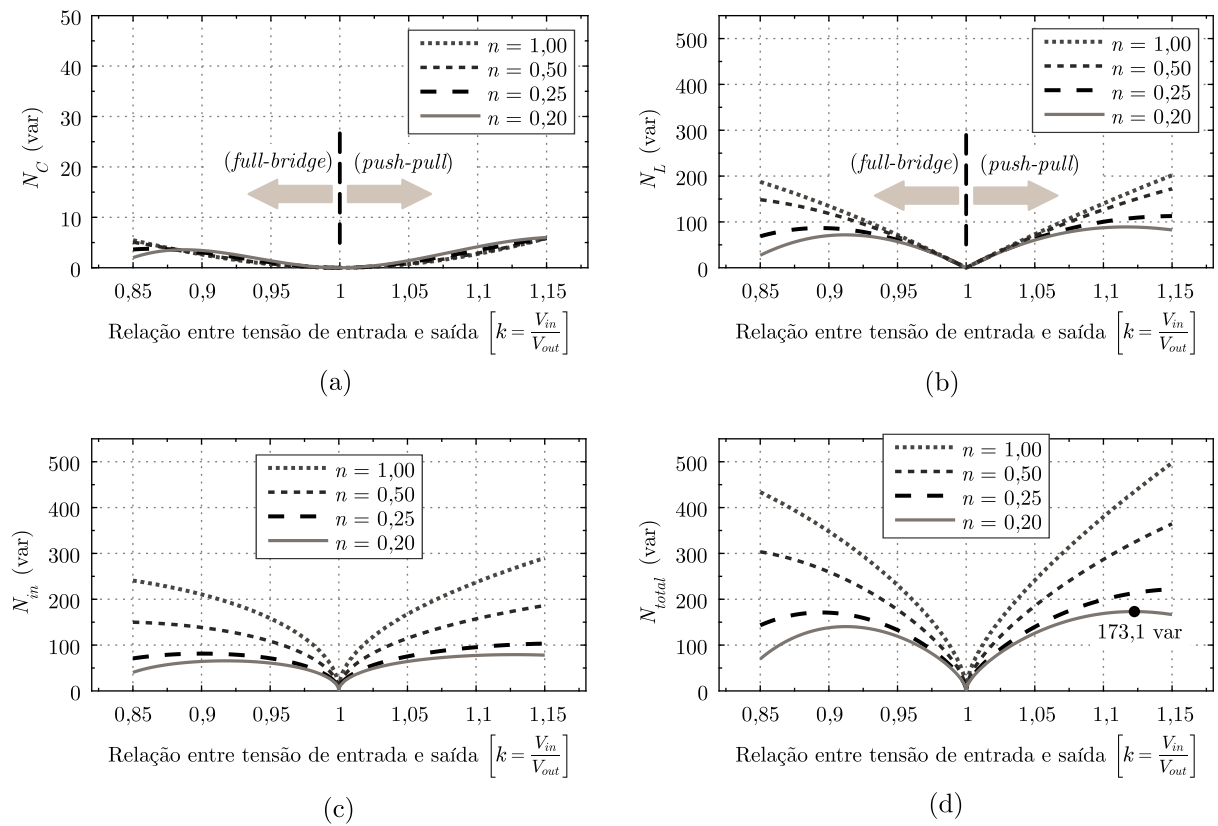
As simulações numéricas realizadas para esta topologia seguem o mesmo procedimento utilizado nas análises anteriores, cujos modelos matemáticos são apresentados no Apêndice B. Os resultados das simulações da potência não-ativa são apresentados na Figura 5.37, no capacitor de saída (a), no indutor (b), na entrada (c) e total (d). Observa-se que a potência não-ativa em todos estes pontos do circuito é menor para valores menores de n , tanto no modo de operação elevador quanto no modo abaixador de tensão.

Observa-se também que o processamento de potência não-ativa no modo *push-pull* é ligeiramente maior do que no modo *full-bridge*, e isto é resultado da operação diferente nos dois modos de operação e do projeto dos valores de L e C, os quais são dimensionados para atender aos requisitos de projeto em ambos modos de operação.

5.2.3 Comparação entre as topologias *Full-bridge* S-PPC e *FB/PP* S-PPC

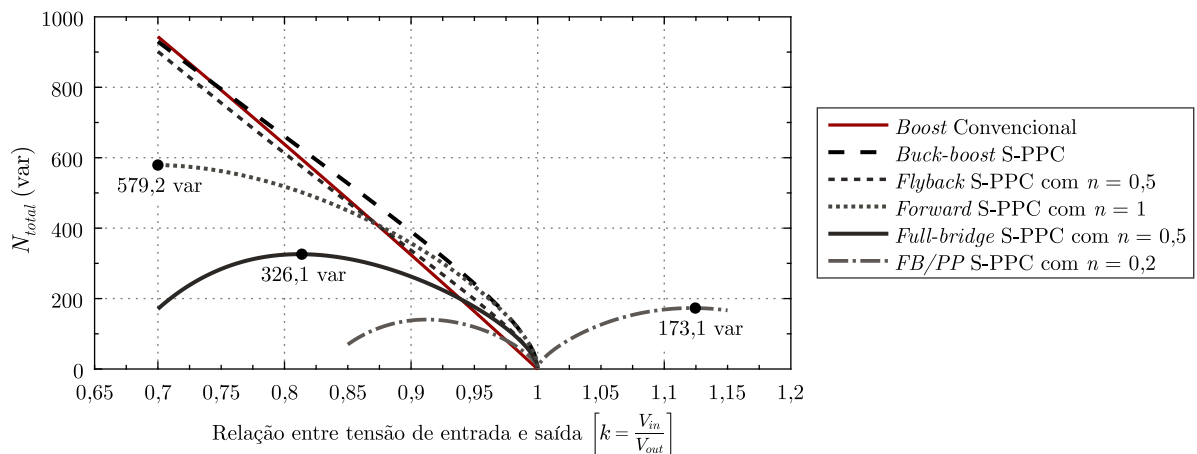
Conforme pode ser observado pela Figura 5.38, que resume a potência não-ativa total em todos os conversores analisados nesta tese, o emprego de $n = 0,2$ permite que

Figura 5.37 – Potência não-ativa simulada no conversor FB/PP S-PPC, (a) no capacitor de saída, (b) no indutor, (c) na entrada e (d) total.



Fonte: Autor.

Figura 5.38 – Comparação da potência não-ativa entre todos os conversores analisados, incluindo o conversor *full-bridge/push-pull* S-PPC.



Fonte: Autor.

potência não-ativa do FB/PP S-PPC seja significativamente reduzida em relação às topologias somente elevadoras de tensão, inclusive da topologia *full-bridge* S-PPC.

Apesar disso, uma vez que a topologia FB/PP S-PP apresenta um maior número de componentes, para demonstrar as vantagens e desvantagens do emprego desta topologia em relação às topologias somente elevadoras de tensão, é necessário realizar análises que vão além da potência não-ativa. Por isso, esta subseção apresenta comparações entre a topologia elevadora de tensão que obteve o melhor desempenho (*full-bridge* S-PPC) e a topologia elevadora/abaixadora de tensão (FB/PP S-PPC). São realizadas comparações quanto ao projeto dos componentes de filtro, análise do CSF, volume e densidade de potência.

5.2.3.1 Comparação dos valores de indutância e capacitância do filtro LC

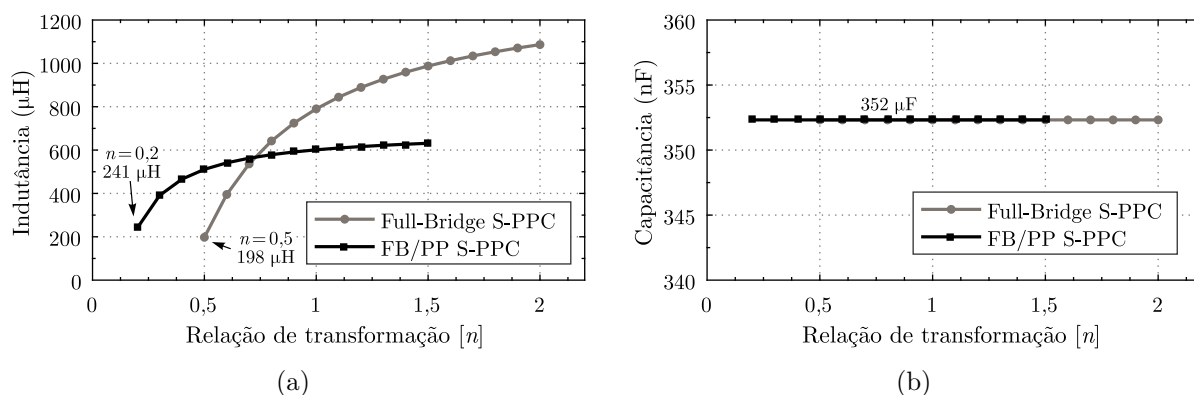
Em cada um dos modos de operação do conversor FB/PP S-PPC, os níveis de tensão e corrente sobre seus componentes são diferentes. Por isto, o projeto dos componentes considera o pior caso entre os dois modos de operação. Isto garante o atendimento das especificações da Tabela 5.3 e que nenhum componente estará sobrecarregado, mas pode resultar na escolha de componentes que podem estar corretamente dimensionados para um modo de operação mas superdimensionados para o outro modo de operação. As equações utilizadas para o projeto dos valores destes componentes são apresentadas com detalhes no Apêndice C.

O valor de L no FB/PP S-PPC para a operação como abaixador de tensão é maior que no modo de operação como elevador de tensão, fazendo com que o valor de L neste conversor seja maior do que no *full-bridge* S-PPC para valores pequenos de n . Porém, como o FB/PP S-PPC permite o emprego de valores menores de n para uma mesma faixa de tensão de rastreamento, a diferença não se torna muito significativa, conforme apresentado na Figura 5.39 (a), onde se observa que o indutor do *full-bridge* S-PPC é de $198 \mu\text{H}$ para $n = 0,5$ e o indutor do FB/PP S-PPC é de $241 \mu\text{H}$ para $n = 0,2$.

No caso do capacitor de saída, que é projetado em função da frequência e do nível de ondulação de corrente no indutor, o valor de C é o mesmo ($352 \mu\text{F}$) nos dois conversores para qualquer valor de n , conforme observado na Figura 5.39 (b).

O resultado desta comparação indica que, para um mesmo valor de Δv , não há diferenças significativas nos valores dos componentes do filtro LC.

Figura 5.39 – Comparação entre os valores do filtro de saída entre os conversores *Full-bridge* e *FB/PP* S-PPC em função da relação de espiras do transformador. (a) Indutor, (b) Capacitor.



Fonte: Autor.

5.2.3.2 Comparação do fator de esforço nos componentes (CSF)

Esta subseção apresenta o fator de esforço nos componentes (*component stress factor*, CSF), também chamado de fator de carga dos componentes (*component load factor*, CLF) calculado para estas duas topologias. Utiliza-se o mesmo método de cálculo empregado por Kasper, Bortis e Kolar (2014), cujo procedimento se baseia nos trabalhos de Carsten (1988) e Petersen e Andersen (2002).

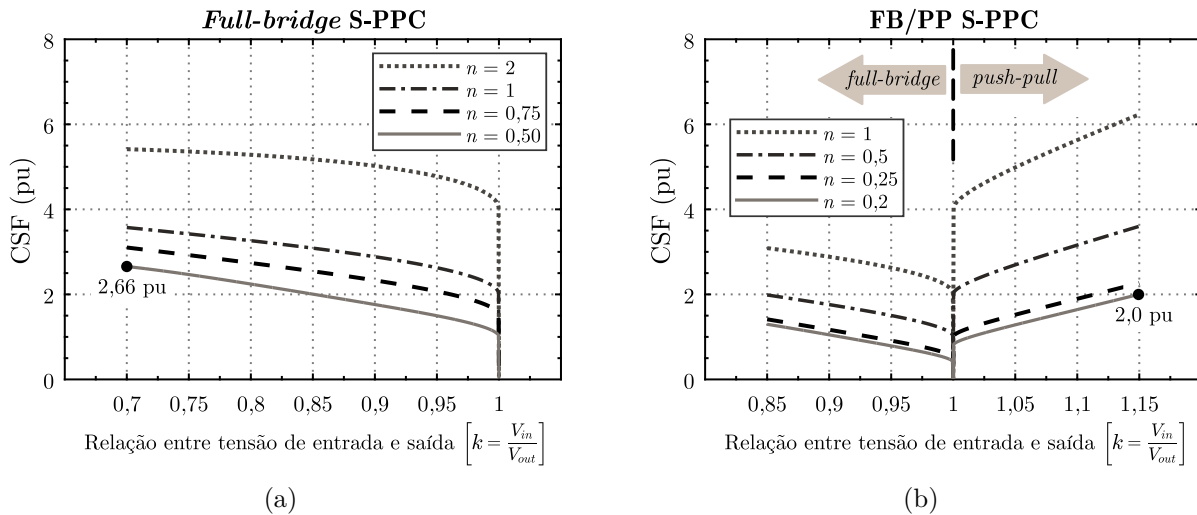
Para cada tipo de componente, pode ser calculado um CSF total pela soma dos valores individuais dos componentes do mesmo tipo, para transistores, diodos, indutores e capacitores. Um CSF baixo significa o emprego de componentes menores e/ou com baixos esforços devido a uma boa utilização. O valor do CSF é calculado para cada componente como sendo a razão entre a potência aparente do componente e da potência ativa total do sistema, ou seja,

$$CSF = \frac{V^* I^*}{P_{out}} \quad (5.9)$$

onde V^* e I^* são os valores de tensão e corrente no qual os componentes estão sujeitos, podendo ser os valores médios, RMS ou de pico, dependendo do tipo de componente. Este procedimento de cálculo, assim como os valores de CSF calculados para as demais topologias de conversores analisados nesta tese, é apresentado com detalhes no Apêndice D.

A soma dos valores de CSF nos componentes, considerando diferentes valores de n , são apresentadas na Figura 5.40 (a) para o *full-bridge* S-PPC e na Figura 5.40 (b) para o FB/PP S-PPC. Observa-se que, para um mesmo valor de n , os valores de CSF são menores no conversor *full-bridge* S-PPC. Porém, como o conversor FB/PP S-PPC pode ser projetado para valores menores de n , o valor máximo do CSF pode tornar-se menor nesta topologia. Para as especificações consideradas nos exemplos apresentados

Figura 5.40 – Comparação entre os valores da soma do fator de estresse nos componentes para diferentes valores de n . (a) No conversor *Full-bridge* S-PPC, (b) no FB/PP S-PPC.



Fonte: Autor.

anteriormente, a soma de CSF é 2,66 pu no *full-bridge* S-PPC com $n = 0,5$, e 2,0 pu no FB/PP S-PPC com $n = 0,2$.

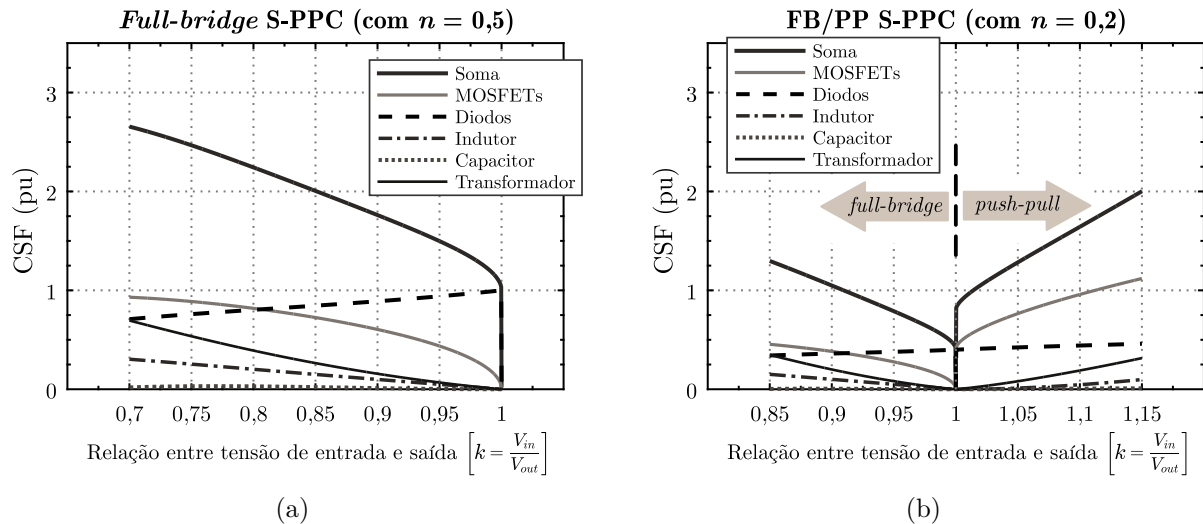
A Figura 5.41 (a) apresenta os valores de CSF calculados nos diferentes componentes do o conversor *full-bridge* S-PPC com $n = 0,5$, e na Figura 5.41 (b), para o conversor FB/PP S-PPC com $n = 0,2$. Conforme pode ser observado, os valores de CSF no conversor FB/PP S-PPC com $n = 0,2$ são menores comparados ao conversor *full-bridge* S-PPC com $n = 0,5$, indicando que a topologia elevadora/abaixadora apresenta menor esforço em seus componentes do que a topologia somente elevadora para um mesmo valor de Δv .

5.2.3.3 Comparação de volume e densidade de potência

Conforme discutido na Seção 3, o emprego de topologias S-PPC elevadoras/abaixadoras de tensão permite reduzir a potência ativa do S-PPC até pela metade. Isto pode permitir a redução do tamanho do conversor, mas pode exigir maior número de dispositivos semicondutores, o que pode aumentar o tamanho dos dissipadores necessários.

Para comparar o volume das topologias *full-bridge* S-PPC e FB/PP S-PPC, dois protótipos foram implementados seguindo as especificações apresentadas Tabelas 5.2 e 5.3, respectivamente. A metodologia de projeto dos componentes destes protótipos, bem como a descrição dos semicondutores utilizados e demais especificações são apresentados com detalhes no Apêndice C.

Figura 5.41 – Comparação entre os valores do fator de estresse nos componentes. (a) No conversor *Full-bridge* S-PPC com $n = 0,5$, (b) no FB/PP S-PPC com $n = 0,2$.



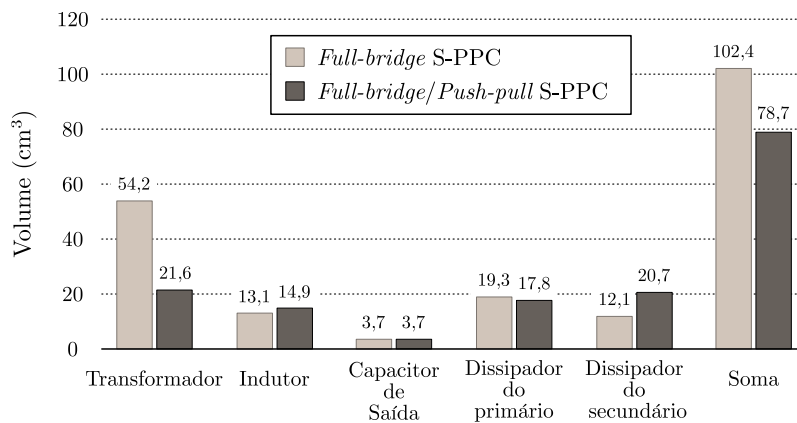
Fonte: Autor.

Os tamanhos dos dissipadores foram calculados considerando-se uma elevação de temperatura de 50°C com base nos modelos simplificados de perdas nos semicondutores, conforme metodologia apresentada por Beltrame (2017) e nas simulações de tensão e corrente nos dispositivos, que são obtidos pelos modelos discretos dos conversores, os quais são apresentados no Apêndice B.

O gráfico da Figura 5.42 apresenta a comparação do volume dos principais componentes dos protótipos construídos e seu somatório. Observa-se que o volume do transformador na topologia elevadora/abaixadora possui menos da metade do volume da topologia apenas elevadora. Isto ocorre porque o volume do transformador é proporcional à potência ativa nestas topologias. No caso do indutor, a topologia FB/PP apresenta volume ligeiramente maior, pelos motivos que foram discutidos na Seção 5.2.3.1, enquanto que o capacitor de saída apresenta o mesmo volume nos dois protótipos. O volume do dissipador utilizado para as chaves do primário é menor na topologia FB/PP devido ao menor valor de $i_{C,in}$, enquanto que no secundário, o volume do dissipador é maior no FB/PP em virtude da maior quantidade de semicondutores utilizados para o mesmo valor de corrente de saída.

Em termos de volume total, destaca-se que apesar do conversor FB/PP ser projetado para somente metade da potência ativa em comparação ao *full-bridge* S-PPC, isto não resulta em uma redução proporcional do volume nesta topologia. Isto ocorre porque o FB/PP possui maior número de componentes, os quais são projetados para o pior caso em ambos modos de operação. Apesar disso, o volume ocupado pelos componentes da

Figura 5.42 – Comparação de volume dos componentes entre os protótipos *full-bridge* e FB/PP S-PPC.



Fonte: Autor.

topologia FB/PP S-PPC é em torno de 23,4% menor do que na topologia *full-bridge* S-PPC.

A densidade volumétrica de potência dos conversores (ρ) é definida como o quociente da divisão de P_{out} pelo volume total. De acordo com Kolar et al. (2008), o volume total é tipicamente considerado com sendo um fator de duas vezes a soma dos volumes parciais dos componentes devido a existência de circuitos de auxílio e controle os quais não considerados na análise e devido ao espaço entre os componentes. Desta forma, os protótipos apresentam densidades de potência de 3,66 W/cm³ no conversor *full-bridge* S-PPC e 4,76 W/cm³ no FB/PP S-PPC, conforme apresentado na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Comparação da densidade volumétrica de potência nos protótipos.

	<i>Full-bridge</i> S-PPC	FB/PP S-PPC
Volume total dos componentes	204,8 cm ³	157,4 cm ³
Densidade de potência (ρ)	3,66 W/cm ³	4,76 W/cm ³

5.2.4 Projeto do FB/PP para valores diferentes de Δv

O exemplo de projeto dos conversores apresentados nas seções anteriores consideraram o caso da localidade de São Martinho da Serra, com $\Delta v = 30\%$. Para demonstrar a importância do valor de Δv no projeto dos S-PPCs, esta subseção apresenta a análise do processamento de energia dos conversores *full-bridge* S-PPC e FB/PP S-PPC projetados com os mesmos parâmetros apresentados anteriormente, com exceção da definição do valor de Δv , que foi reduzido de 30% para 20% de V_{out} .

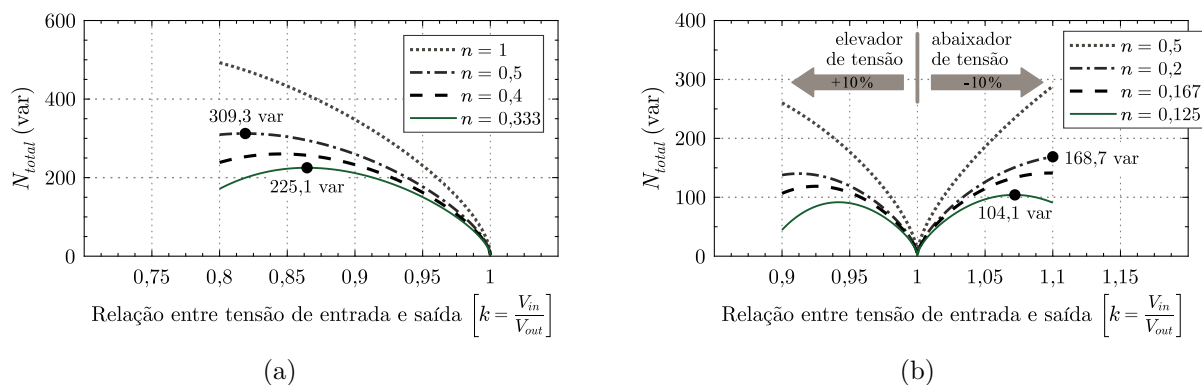
Considerando a topologia *full-bridge* S-PPC, uma faixa de 20% resulta em um valor máximo de V_C de 44 V e uma potência ativa máxima de 150 W (20% de $P_{C,out}$). Conforme os resultados de simulação apresentados na Figura 5.43 (a), a manutenção do valor de n em 0,5 resulta em uma pequena redução na potência não-ativa, reduzindo de 326,1 var (Figura 5.27 (d)) para 309,3 var. Porém, a redução do ganho de tensão necessário permite reduzir n para $\frac{1}{3}$ ($n = 0,3333$), permitindo uma redução da potência não-ativa total para 225,1 var no pior caso. Isto representa uma redução de aproximadamente 31% na potência não-ativa.

O mesmo comportamento pode ser observado nas topologias elevadoras/abaixadoras de tensão. No caso do FB/PP S-PPC, uma faixa de 20% ($\pm 10\%$) resulta em uma potência ativa máxima de apenas 75 W (10% de $P_{C,out}$) no pior caso. Da mesma forma, um valor menor de Δv permite reduzir a relação de espiras para $\frac{1}{8}$ ($n = 0,125$), reduzindo a potência não-ativa de 173,1 var (Figura 5.37 (d)) para apenas 104,1 var no pior caso, conforme apresentado na Figura 5.43 (b), representando uma redução de aproximadamente 39% na potência não-ativa nesta topologia.

Isto confirma a importância do valor de Δv no projeto dos conversores S-PPC, pois ele define não somente o valor da potência ativa, mas também o processamento de potência não-ativa. A análise também demonstra que não basta reduzir o valor de Δv para reduzir a potência não-ativa: a relação de espiras do transformador deve ser otimizada para obter o melhor desempenho em cada projeto.

Do ponto de vista do fabricante destes conversores, um projeto de S-PPCs que considera valores grandes de Δv pode ser adotado como uma estratégia de mercado quando o perfil de tensão gerada pelos painéis em uma determinada localidade não é conhecido em detalhes ou quando se busca um produto global que pode ser instalado em diferentes localidades e com diferentes tecnologias de módulos PV. Por outro lado, quando o modelo

Figura 5.43 – Potência não ativa nos conversores S-PPC considerando o projeto para $\Delta v = 20\%$ e diferentes valores de n . (a) No conversor *Full-bridge* S-PPC, (b) no FB/PP S-PPC.

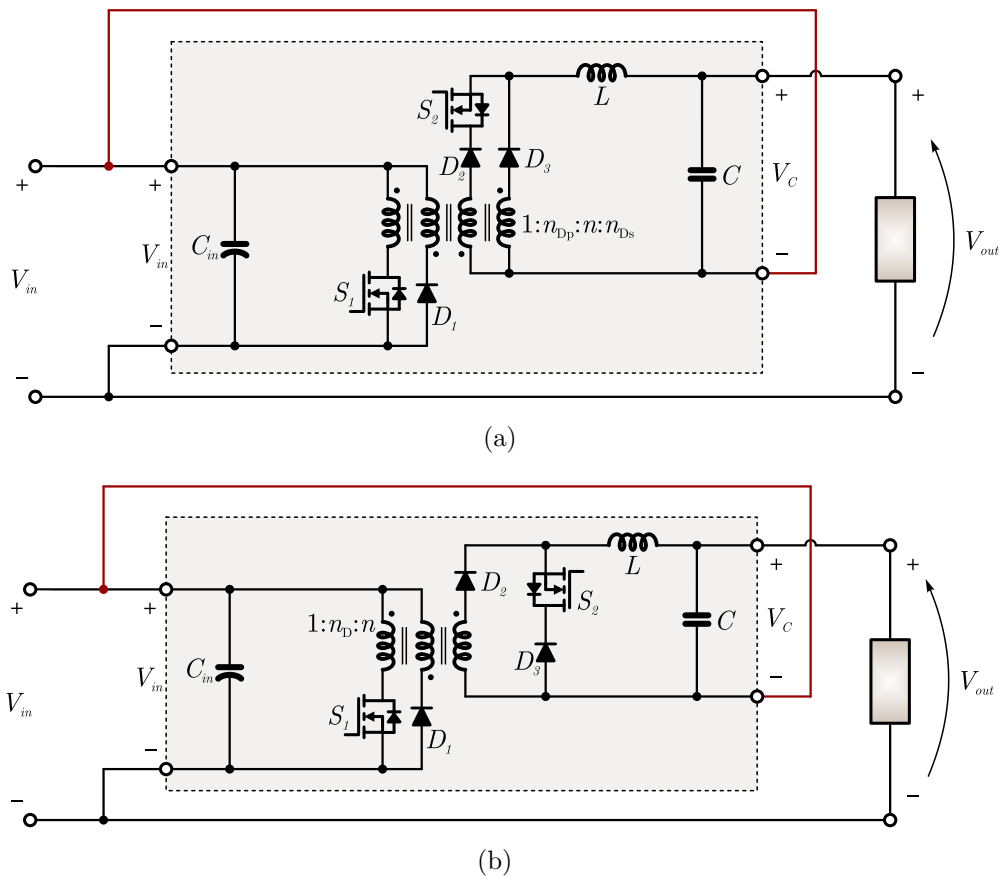


dos painéis PV utilizados e o perfil de tensão da localidade de instalação são conhecidos, é possível customizar o produto e minimizar o processamento de energia no S-PPC por meio da otimização do valor de Δv .

5.2.5 Outras topologias elevadoras/abaixadoras

Este trabalho analisou a topologia FB/PP S-PPC como sendo uma das possíveis topologias S-PPC capaz de realizar PPP como elevador/abaixador de tensão, demonstrando suas vantagens e desvantagens quando comparadas às topologias somente elevadoras de tensão. Apesar disso, existem outras topologias que podem ser empregadas no lugar da topologia FB/PP S-PPC, e, para citar um exemplo, a Figura 5.44 apresenta a topologia *forward/forward* S-PPC como sendo uma topologia que atende aos requisitos apresentados na Seção 5.2.1, uma vez que ela pode operar com entrada bidirecional em corrente e saída bidirecional em tensão.

Figura 5.44 – Topologia do conversor *forward/forward* S-PPC.



Fonte: Autor.

No modo elevador de tensão, a topologia opera como um conversor *Forward* alimentado em tensão, com a chave S_1 operando com PWM e a chave S_2 constantemente acionada. No modo abaixador de tensão, a topologia opera como um conversor *Forward* alimentado em corrente, com a chave S_1 constantemente aberta e a chave S_2 operando com PWM (apresentando fluxo de energia reverso).

A etapa de roda-livre no secundário pode ser realizada de duas maneiras, conforme Figura 5.44 (a) ou (b). No modo de operação com fluxo reverso de energia, na Figura 5.44 (a) a roda-livre acontece pelo curto-circuito magnético formado pelos dois secundários do transformador, e, na Figura 5.44 (b), somente pela chave S_2 e pelo diodo D_3 . Embora utilize o transformador somente em um quadrante da curva $B \times H$, a vantagem desta topologia é o emprego de apenas dois transistores em comparação aos seis transistores necessários na topologia FB/PP S-PPC, o que pode reduzir a complexidade e o custo em aplicações de pequenas potências.

Esta topologia é inédita na literatura, e, embora tenha apresentado bons resultados em simulações preliminares, a mesma carece de uma avaliação semelhante àquela realizada para o conversor FB/PP S-PPC para determinar suas possíveis vantagens e desvantagens. A mesma topologia também pode ser implementada com duas chaves no circuito primário, eliminando a necessidade de um enrolamento de desmagnetização (MENG et al., 2018). Entretanto, a análise desta topologia não é apresentada neste trabalho, e é deixada como uma das sugestões para investigações em trabalhos futuros.

5.3 MODELOS ANALÍTICOS DOS CONVERSORES ANALISADOS

Nas seções anteriores, a metodologia apresentada no Capítulo 4 foi aplicada para simular numericamente a potência não-ativa processada pelas diferentes topologias de S-PPCs e avaliar o processamento parcial de energia nestas topologias.

Com o objetivo de simplificar a análise destes conversores e eliminar a necessidade de simulação numérica para o cálculo da potência não-ativa, foi realizada também uma modelagem analítica da potência não-ativa. Para simplificar os modelos, as ondulações de primeira ordem (pequenas ondulações) são desprezadas e somente a operação em modo de condução contínua (CCM) é considerada.

Os modelos se baseiam nas simplificações (4.14) e (4.16), resultando nos valores de energia e potência não-ativa processadas nos elementos armazenadores de energia, bem como na entrada e na saída do conversor. Os procedimentos utilizados para encontrar as equações para cada uma das topologias são apresentados passo a passo no Apêndice A, cujo resumo é apresentado na Tabela 5.5 para os valores de ΔE , e na Tabela 5.6 para os valores de potência não-ativa.

A potência não-ativa total é calculada pela soma das potências não-ativas individuais, conforme apresentado na Tabela 5.7. Conforme pode ser observado, quando as simplificações citadas anteriormente são realizadas, os valores da potência não-ativa nestas topologias tornam-se dependentes somente da potência ativa, da razão cíclica e da relação de espiras do transformador/indutor acoplado.

Desta forma, pode-se estabelecer uma relação entre a potência não-ativa e a potência ativa de cada topologia, a qual depende somente do ganho do conversor (que está relacionado à razão cíclica e à relação de espiras do transformador), e que é independente das especificações de projeto, como a frequência de comutação e do tamanho dos filtros passivos. Isto torna esta análise semelhante à figura de mérito do fator de energia que foi citada no Capítulo 4, porém, neste caso, a metodologia pode ser aplicada também aos conversores S-PPC.

Tabela 5.5 – Resumo das equações analíticas aproximadas de ΔE_L , $\Delta E_{C_{out}}$ e $\Delta E_{C_{in}}$ nos conversores analisados.

	ΔE_L	$\Delta E_{C_{out}}$	$\Delta E_{C_{in}}$
<i>Boost</i> Convencional	$P_{in} d T_S$	$P_{in} d T_S$	$\cong 0$
<i>Buck-boost</i> S-PPC	$P_{in} d T_S$	$P_{in} d^2 T_S$	$P_{in} (d - d^2) T_S$
<i>Flyback</i> S-PPC	$P_{in} \left(\frac{1}{1 + \frac{1-d}{nd}} \right) T_S$	$P_{in} \left(\frac{nd^2}{1+nd-d} \right) T_S$	$P_{in} \left(\frac{nd}{1 + \frac{nd}{1-d}} \right) T_S$
<i>Forward</i> S-PPC	$P_{in} \left(\frac{nd(1-d)}{1+nd} \right) T_S$	$\cong 0$	$P_{in} \left(\frac{nd(1-d)}{1+nd} \right) T_S$
<i>Full-bridge</i> S-PPC	$P_{in} \left(\frac{nd(1-d)}{1+nd} \right) \frac{T_S}{2}$	$\cong 0$	$P_{in} \left(\frac{nd(1-d)}{1+nd} \right) \frac{T_S}{2}$
<i>Push-pull</i> S-PPC	$P_{in} \left(\frac{nd^2 - nd}{1-n+nd} \right) \frac{T_S}{2}$	$\cong 0$	$P_{in} \left(\frac{nd^2 - nd}{nd-n+1} \right) \frac{T_S}{2}$

Tabela 5.6 – Resumo das equações analíticas aproximadas de N_L , $N_{C_{out}}$ e N_{in} nos conversores analisados.

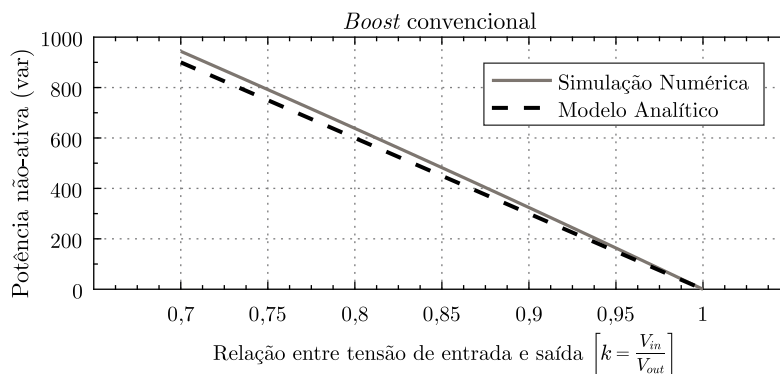
	N_L	$N_{C_{out}}$	N_{in}
<i>Boost</i> Convencional	$2 P_{in} d$	$2 P_{in} d$	$\cong 0$
<i>Buck-boost</i> S-PPC	$2 P_{in} d$	$2 P_{in} d^2$	$2 P_{in} (d - d^2)$
<i>Flyback</i> S-PPC	$2 P_{in} \left(\frac{1}{1 + \frac{1-d}{nd}} \right)$	$2 P_{in} \left(\frac{nd^2}{1+nd-d} \right)$	$2 P_{in} \left(\frac{nd}{1 + \frac{nd}{1-d}} \right)$
<i>Forward</i> S-PPC	$2 P_{in} \left(\frac{nd(1-d)}{1+nd} \right)$	$\cong 0$	$2 P_{in} \left(\frac{nd(1-d)}{1+nd} \right)$
<i>Full-bridge</i> S-PPC	$2 P_{in} \left(\frac{nd(1-d)}{1+nd} \right)$	$\cong 0$	$2 P_{in} \left(\frac{nd(1-d)}{1+nd} \right)$
<i>Push-pull</i> S-PPC	$2 P_{in} \left(\frac{nd^2 - nd}{1-n+nd} \right)$	$\cong 0$	$2 P_{in} \left(\frac{nd^2 - nd}{nd-n+1} \right)$

Tabela 5.7 – Resumo das equações analíticas aproximadas de N_{total} nos conversores analisados.

	N_{total}
<i>Boost</i> Convencional	$4 P_{in} d$
<i>Buck-boost</i> S-PPC	$4 P_{in} d$
<i>Flyback</i> S-PPC	$2 P_{in} \left(\frac{1}{1+\frac{(1-d)}{nd}} + \frac{nd^2}{1+nd-d} + \frac{nd}{1+\frac{nd}{(1-d)}} \right)$
<i>Forward</i> S-PPC	$4 P_{in} \left(\frac{nd(1-d)}{1+nd} \right)$
<i>Full-bridge</i> S-PPC	$4 P_{in} \left(\frac{nd(1-d)}{1+nd} \right)$
<i>Push-pull</i> S-PPC	$4 P_{in} \left(\frac{nd^2-nd}{n d-n+1} \right)$

5.3.1 Comparação entre os modelos analíticos de potência não-ativa e os resultados de simulação numérica

Para comparar a potência não-ativa calculada a partir dos modelos analíticos e os valores obtidos por meio das simulações numéricas, a Figura 5.45 apresenta os resultados para a topologia *boost* convencional.

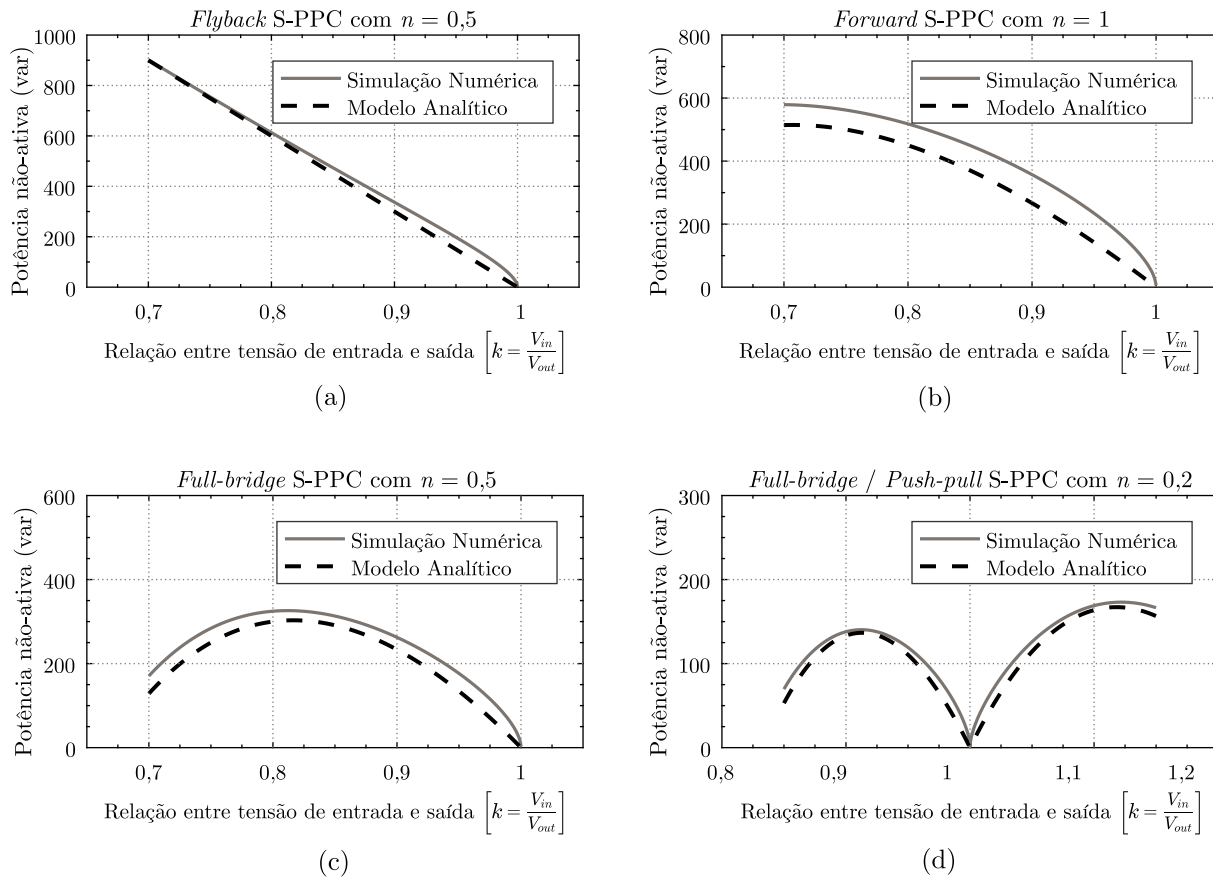
Figura 5.45 – Comparação entre simulações e valores calculados pelos modelos analíticos o conversor *boost* convencional.

Fonte: Autor.

No caso das topologias S-PPC abordadas nesta tese, os resultados da comparação são apresentados na Figura 5.46, para a topologia *flyback* S-PPC (a), *forward* S-PPC (b), *full-bridge* S-PPC (c), e FB/PP S-PPC (d). Observa-se que em todas as topologias os modelos analíticos resultam em valores menores na potência não-ativa calculada, e, apesar de existir um erro resultante das simplificações realizadas, os modelos analíticos permitem identificar quais topologias são candidatas a realizar o processamento parcial de energia⁷.

⁷No caso da topologia *forward* S-PPC, o erro é maior em virtude da potência não-ativa extra resultante da desmagnetização do transformador, a qual não é considerada pelo modelo simplificado.

Figura 5.46 – Comparação entre simulações e valores calculados pelos modelos analíticos para os conversores S-PPC: (a) *flyback*, (b) *forward*, (c) *full-bridge* e (d) *full-bridge/push-pull*.



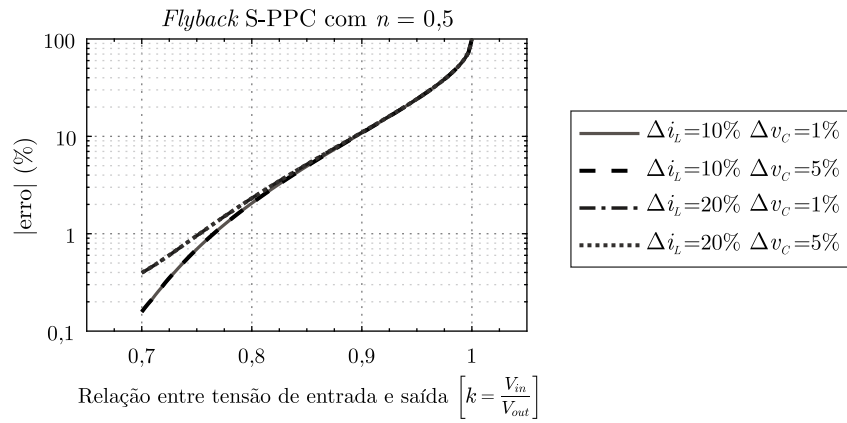
Fonte: Autor.

O erro percentual entre os modelos analíticos e as simulações numéricas é apresentado nos gráficos da Figura 5.47 para três dos conversores analisados, considerando diferentes valores de ondulação de corrente no indutor e tensão no capacitor. Observa-se que quanto maior os valores de ondulação nos filtros, maior o erro, e quando o ganho k se aproxima de 1, o erro tende a 100 %, pois a potência ativa e não-ativa no S-PPC tende a zero.

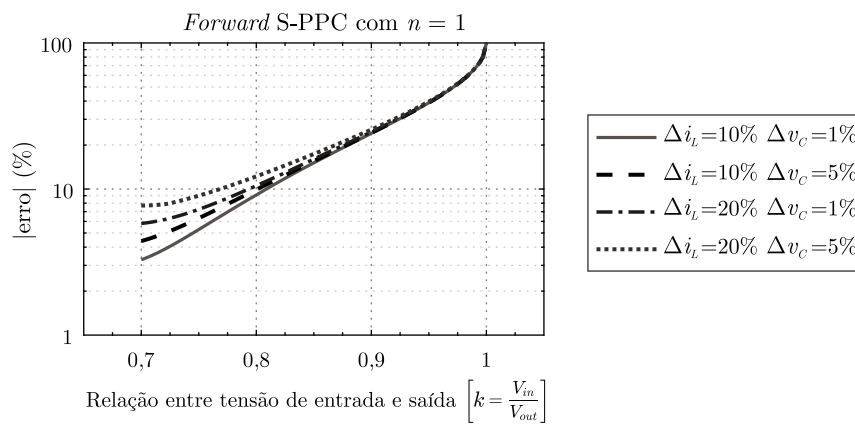
5.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo empregou a metodologia apresentada no Capítulo 4 para analisar o processamento de energia em diferentes topologias de S-PPCs, permitindo identificar quais destas são ou não capazes de realizar o PPP. Como resultado, comprovou-se que as topologias *buck-boost* e *flyback*, quando empregadas como reguladores série, não são

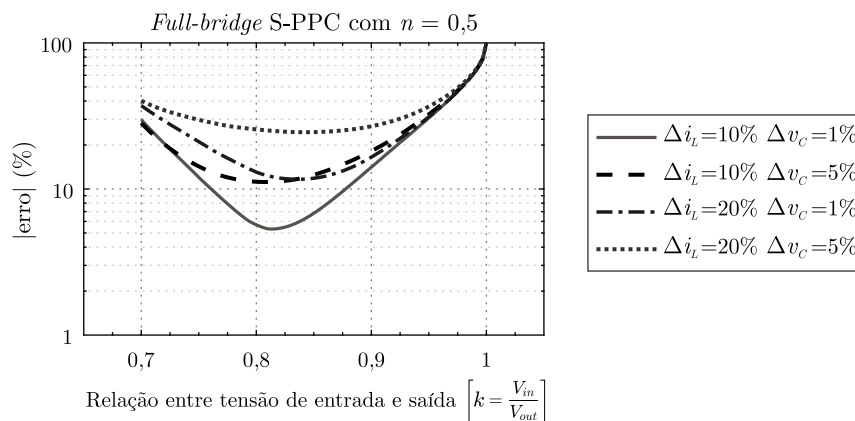
Figura 5.47 – Erro percentual entre os modelos analíticos e as simulações numéricas para os conversores (a) *flyback* S-PPC, (b) *forward* S-PPC e (c) *full-bridge* S-PPC.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autor.

capazes de realizar PPP, enquanto que as topologias *forward*, *full-bridge* e FB/PP realizam PPP em determinados pontos de operação, dependendo de parâmetros como a relação de espiras do transformador e a faixa de regulação da tensão de entrada.

No caso de topologias elevadoras/abaixadoras, foram definidas restrições quanto ao tipo de topologias que podem ser empregadas tanto na configuração EPSS quanto na configuração ESSP, apresentando duas topologias que atendem a estes requisitos.

Para avaliar o desempenho de uma topologia somente elevadora de tensão em comparação a uma topologia elevadora/abaixadora, ambas projetadas para a mesma potência de saída e o mesmo valor de Δv , as topologias *full-bridge* S-PPC e FB/PP S-PPC foram avaliadas em termos de processamento de potência não-ativa, CSF, volume e densidade de potência. Em todas estas comparações a topologia FB/PP S-PPC obteve melhores resultados. Além disso, foi avaliado um exemplo onde estas topologias foram projetadas para diferentes valores de Δv , demonstrando que quanto menor a faixa de regulação de tensão de entrada, menor é a potência ativa e não-ativa processada nos S-PPCs. Uma importante vantagem das topologias S-PPC elevadoras/abaixadoras de tensão é que o menor processamento de potência não-ativa ocorre no meio da faixa de regulação, que é onde a maior parte da energia é gerada, e assim, um pequeno ganho de eficiência no centro da faixa pode representar uma significativa melhoria no aproveitamento energético do sistema.

No fim do capítulo foram apresentados os modelos analíticos da potência não-ativa processada nas topologias de conversores S-PPC que foram analisadas na tese, realizando comparações entre os valores calculados por estes modelos e os resultados de simulações numéricas. Apesar de apresentar erro, os modelos analíticos permitem identificar previamente, e de forma simples, quais topologias são capazes ou não de realizar o processamento parcial de energia.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de validar a metodologia desenvolvida no Capítulo 4 e as análises apresentadas no Capítulo 5, sete protótipos de diferentes topologias foram projetados, montados e submetidos a ensaios. Os protótipos apresentam diferentes valores de n , conforme Tabela 6.1, e foram projetados seguindo as especificações dos exemplos apresentados pelas Tabelas 5.2 e 5.3, cujos procedimentos são descritos detalhadamente no Apêndice C. Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais destes protótipos, incluindo algumas formas de onda, medições de potência ativa, não-ativa e eficiência.

Tabela 6.1 – Resumo das características dos protótipos implementados.

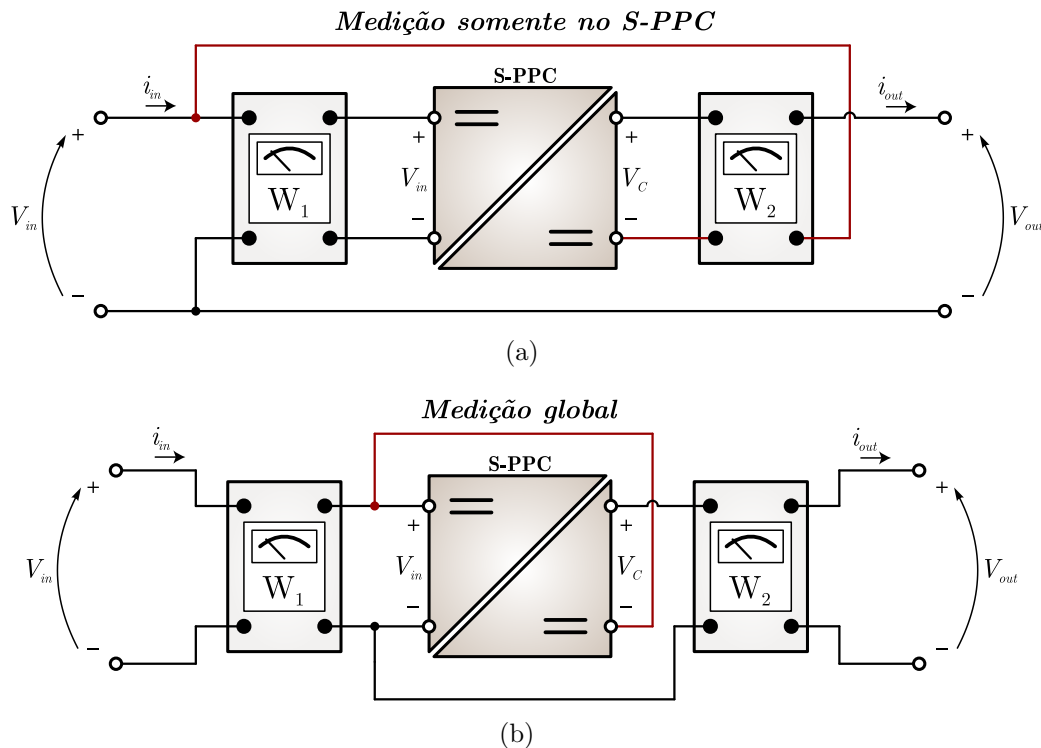
Número	Topologia	n	V_{in}
1	<i>Boost</i> convencional	–	154 a 220 V
2	<i>Buck-boost</i> S-PPC	–	154 a 220 V
3	<i>Flyback</i> S-PPC	0,5	154 a 220 V
4	<i>Forward</i> S-PPC	1,0	154 a 220 V
5	<i>Full-bridge</i> S-PPC	0,5	154 a 220 V
6	<i>Full-bridge</i> S-PPC	1,0	154 a 220 V
7	<i>Full-bridge/Push-pull</i> S-PPC	0,2	187 a 253 V

Os protótipos foram ensaiados operando em malha aberta, sendo alimentados a partir de uma fonte de corrente contínua e conectados à cargas resistivas. Nos ensaios realizados para medir potência ativa e eficiência, utilizou-se o analisador de potências Yokogawa[®] WT-1800. As medições foram realizadas em dois pontos do circuito, nos terminais de entrada e saída dos S-PPCs (conforme Figura 6.1 (a)) ou medições globais do sistema, onde os wattímetros foram colocados na entrada e na saída de todo estágio CC-CC (conforme Figura 6.1 (b)). É importante destacar que o equipamento utilizado para medição de eficiência apresenta uma precisão de $\pm 0,05\%$ em corrente contínua, o que significa que a faixa de erro não pode ser desprezada para os resultados de eficiência elevados obtidos nos ensaios.

No caso da medição da potência não-ativa, não é possível medi-la diretamente nos indutores e capacitores. Para isso, realizou-se a medição das formas de onda de tensão e corrente em cada um dos componentes¹ utilizando-se um osciloscópio, e, a partir das amostras de um período de chaveamento dos sinais em regime permanente, realizou-se o cálculo da potência não-ativa a partir da integração discreta das Equações (4.6) e (4.7) e

¹Na confecção das placas de circuito impresso dos protótipos, foram incluídos “*jumpers*” com espaçamento suficiente para permitir medições com a ponteira de corrente do osciloscópio.

Figura 6.1 – Diagramas esquemáticos das medições de potência ativa e eficiência. (a) Somente no S-PPC; (b) Global



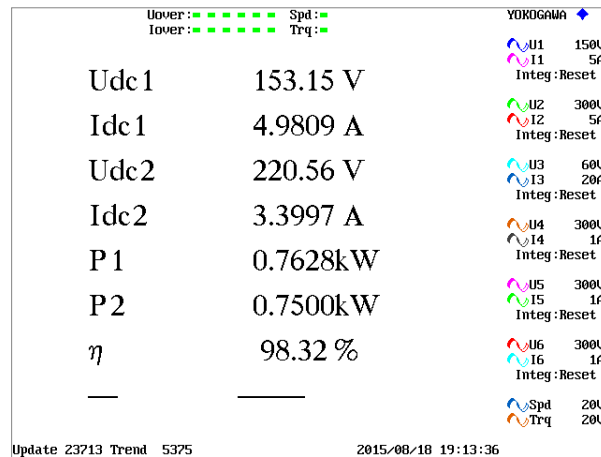
Fonte: Autor.

os demais procedimentos descritos no Capítulo 4. A potência não-ativa de entrada e saída pode ser medida pelo mesmo procedimento, ou diretamente nos terminais dos conversores.

O capítulo inicia apresentando a comparação entre o desempenho dos protótipos das topologias *boost* convencional e *buck-boost* S-PPC. Posteriormente, são apresentados os resultados do protótipos que empregam topologias originalmente isoladas, incluindo a topologia bidirecional FB/PP S-PPC, e, por fim, é apresentada uma comparação da eficiência obtida entre todos os protótipos.

6.1 COMPARAÇÃO ENTRE O CONVERSOR *BOOST* CONVENCIONAL E O CONVERSOR *BUCK-BOOST* S-PPC

O protótipo da topologia *boost* convencional foi implementado para servir de referência às comparações com as demais topologias de conversores. Por ser uma topologia amplamente conhecida na literatura, as formas de onda são omitidas neste documento. Os resultados deste conversor são apresentados na Figura 6.2, onde são verificados os valores de tensão, corrente, potência ativa e eficiência obtidos.

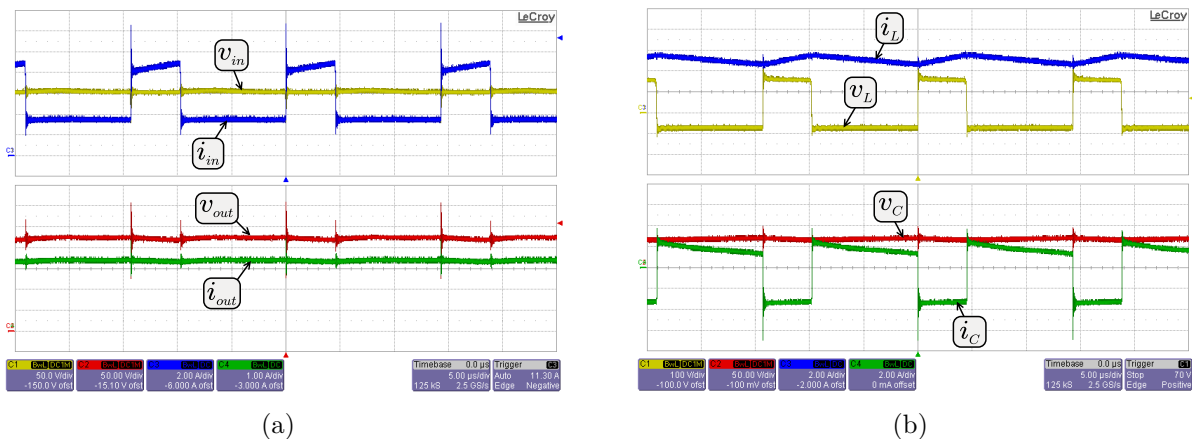
Figura 6.2 – Eficiência medida no conversor *boost* convencional.

Fonte: Autor.

No caso do conversor *buck-boost* S-PPC, as principais formas de onda são apresentadas na Figura 6.3. As formas de onda de corrente e tensão na entrada e saída deste conversor são apresentadas na Figura 6.3 (a), onde se observa que na saída a tensão e a corrente são constantes e com pequenas ondulações. Na entrada, a tensão é constante, mas a corrente apresenta um nível médio igual à corrente de saída que se soma ao valor da corrente sobre o indutor durante o intervalo em que o MOSFET encontra-se conduzindo, causando uma descontinuidade e um alto valor de ondulação na corrente de entrada. Este

Figura 6.3 – Formas de onda de tensão e corrente no conversor *buck-boost* S-PPC.

(a) Tensão de entrada v_{in} (amarelo, 50 V/div), corrente de entrada i_{in} (azul, 2 A/div), tensão de saída v_{out} (vermelho, 50 V/div), corrente de saída i_{out} (verde, 1 A/div). (b) Tensão no indutor v_L (amarelo, 100 V/div), corrente no indutor i_L (azul, 2 A/div), tensão no capacitor v_C (vermelho, 50 V/div), corrente no capacitor i_C (verde, 2 A/div).



Fonte: Autor.

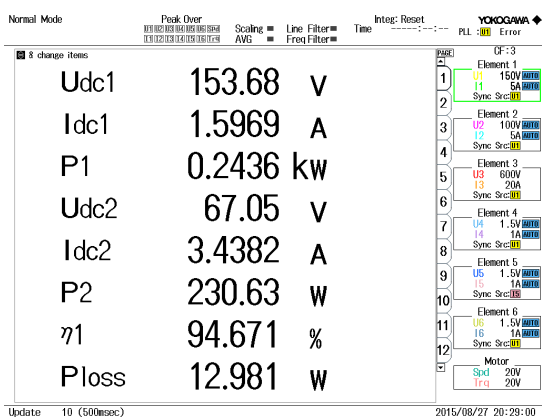
resultado está de acordo com os valores obtidos nas simulações apresentadas na Figura 5.2, e que resulta em maior potência não-ativa na entrada.

Na Figura 6.3 (b), são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente medidas sobre o indutor e sobre o capacitor de filtro, onde se observa que as formas de onda tanto de tensão quanto de corrente sobre o indutor são idênticas às formas de onda obtidas em um conversor *boost* convencional, com seus valores de ondulação de acordo com os parâmetros de projeto. No capacitor, observa-se que a forma de onda de corrente é idêntica àquela obtida para um conversor *boost* convencional, porém o valor médio da tensão é reduzido, sendo igual à diferença entre a tensão de saída e a tensão de entrada.

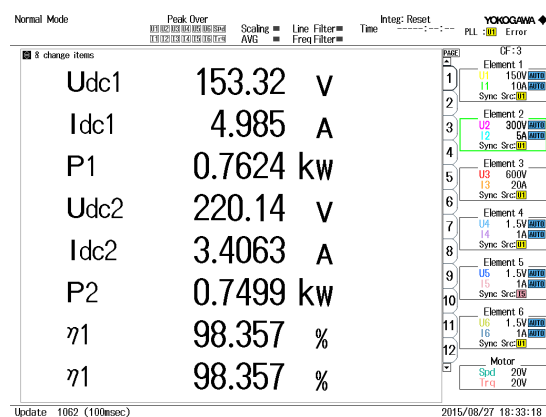
As medições de potência ativa e eficiência do conversor *buck-boost* S-PPC para $V_{in} = 154$ V, quando se mede apenas nos terminais de entrada e saída do *buck-boost*, são apresentadas na Figura 6.4 (a), e a medição global do sistema é apresentada na Figura 6.4 (b). Observa-se que quando se mede somente no *buck-boost*, a potência ativa medida na saída é 230,63 W e a eficiência é somente 94,67%. Porém, ao medir na entrada e saída do sistema, observa-se que a potência ativa na saída é 749,9 W e a eficiência global é de 98,36%.

Os resultados destes ensaios confirmam (1.6), em que a eficiência global do sistema é maior do que a eficiência do conversor conectado em série. A curva de eficiência medida para todos os pontos de tensão ensaiados é apresentada na Figura 6.5 (a), onde se observa que para valores maiores de tensão de entrada, a eficiência medida no *buck-boost* diminui, enquanto que a eficiência global do sistema aumenta. É importante observar que para todos os pontos destas curvas, a potência ativa de saída do sistema é mantida em seu valor nominal (750 W), mas a potência ativa no o S-PPC diminui com o aumento da tensão de entrada, e isto justifica o aumento da eficiência global.

Figura 6.4 – Medição de potência e eficiência na entrada e saída do conversor *buck-boost* S-PPC e a medição global do sistema.

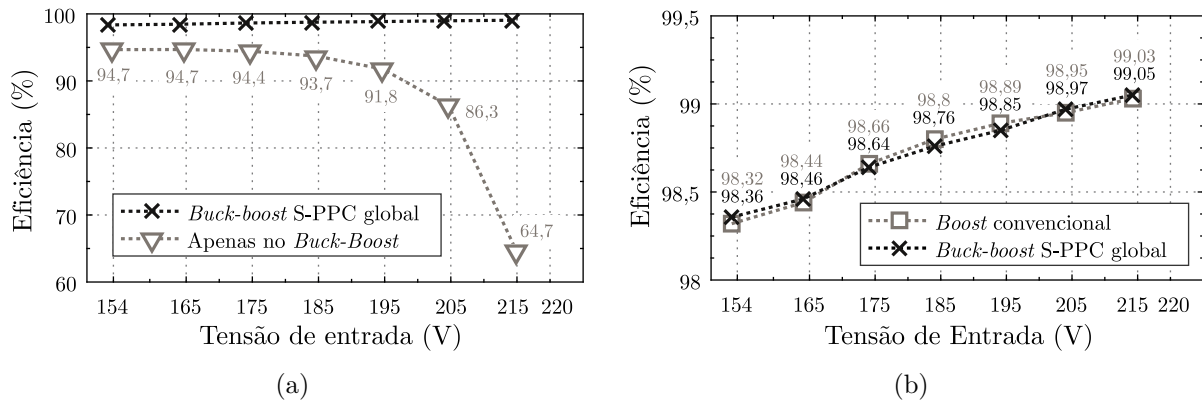


(a) Medição apenas no *buck-boost*.



(b) Medição do *buck-boost* S-PPC global.

Figura 6.5 – Eficiência do conversor *buck-boost* S-PPC. (a) Eficiência somente no regulador série comparado à eficiência global, (b) eficiência global do estágio CC-CC em comparação ao conversor *boost* convencional.

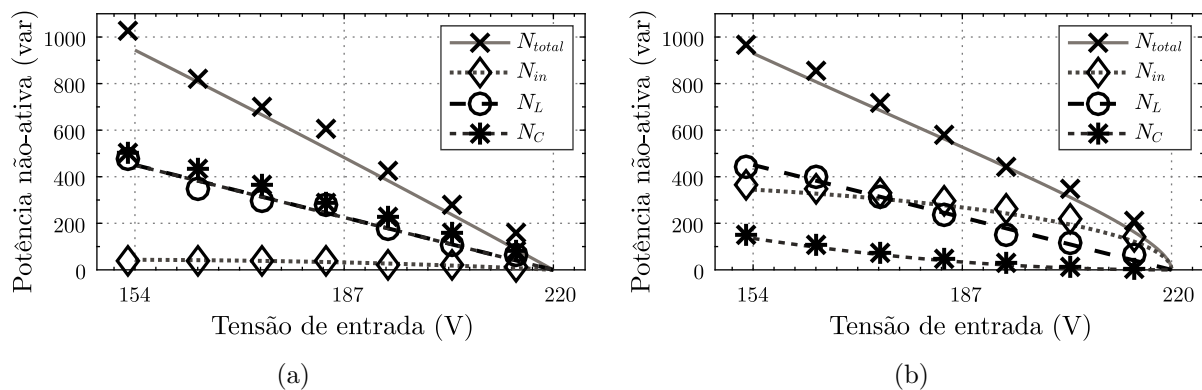


Fonte: Autor.

Apesar disso, a eficiência global na topologia S-PPC é muito semelhante aos 98,32% medidos na topologia *boost* convencional, para uma tensão de entrada de 154 V. Os valores de eficiência obtidos para os demais pontos de tensão ensaiados são apresentados na Figura 6.5 (b), onde é possível verificar que a eficiência é praticamente o mesmo em ambas topologias. Isso acontece porque, independente da potência ativa, os níveis de tensão e corrente aos quais os elementos destes conversores são submetidos são muito semelhantes e as perdas causadas pelo processamento de energia nestas duas topologias são praticamente as mesmas, resultando em eficiências globais similares.

Na Figura 6.6 são apresentados os gráficos dos valores das potências não-ativas para toda faixa de tensão de entrada para o conversor *boost* convencional (a) e para o conversor

Figura 6.6 – Potência não-ativa experimental obtida por meio das formas de onda de tensão e corrente nos componentes (marcadores) em comparação com os valores simulados (linhas). (a) Conversor *boost* convencional, (b) conversor *buck-boost* S-PPC.



Fonte: Autor.

buck-boost S-PPC (b). Os marcadores representam os valores medidos experimentalmente e as linhas representam os valores obtidos pelas simulações numéricas. Observa-se que os valores medidos apresentam um valor muito próximo daqueles simulados, validando os modelos e as análises apresentadas para estas topologias. Supõe-se que as pequenas discrepâncias entre os valores medidos e os valores simulados são causadas pelas não-idealidades dos conversores implementados, as quais não foram consideradas pelos modelos simplificados adotados nas simulações, e são consideradas aceitáveis, uma vez que o uso de modelos mais precisos não fazem parte dos objetivos deste trabalho.

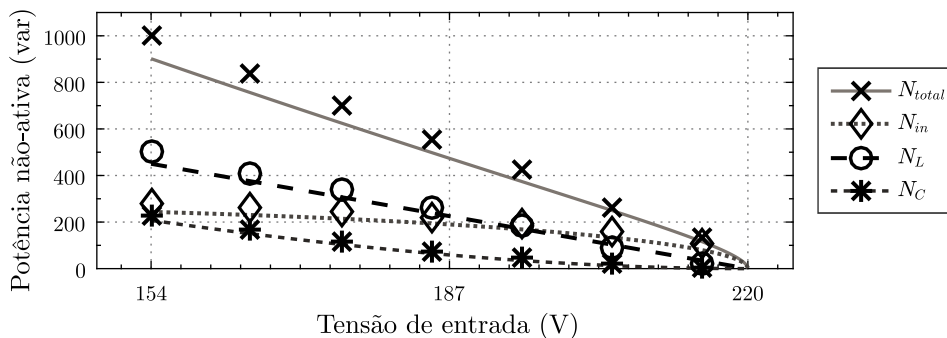
6.2 FLYBACK S-PPC

Para o protótipo do conversor *flyback* S-PPC com $n = 0,5$, os valores de potência não-ativa são apresentados na Figura 6.7, onde os marcadores representam os valores medidos e as linhas representam os valores simulados. Observa-se que os valores medidos são ligeiramente superiores aos valores estimados pelas simulações. Isto acontece devido aos valores elevados dos elementos parasitas no indutor acoplado, que são típicos desta topologia.

As curvas de eficiência medidas do protótipo são apresentados na Figura 6.8. Observa-se que a eficiência medida apenas no regulador (Figura 6.8 (a)) é de no máximo 85,5%, que pode ser considerado normal ou até alto para esta topologia. Apesar disso, a eficiência global (Figura 6.8(a)) é maior, chegando até 98,6% quando a tensão V_{in} se aproxima do valor de V_{out} . Ainda assim, esta eficiência é inferior à obtido pelo conversor *boost* convencional nas mesmas condições.

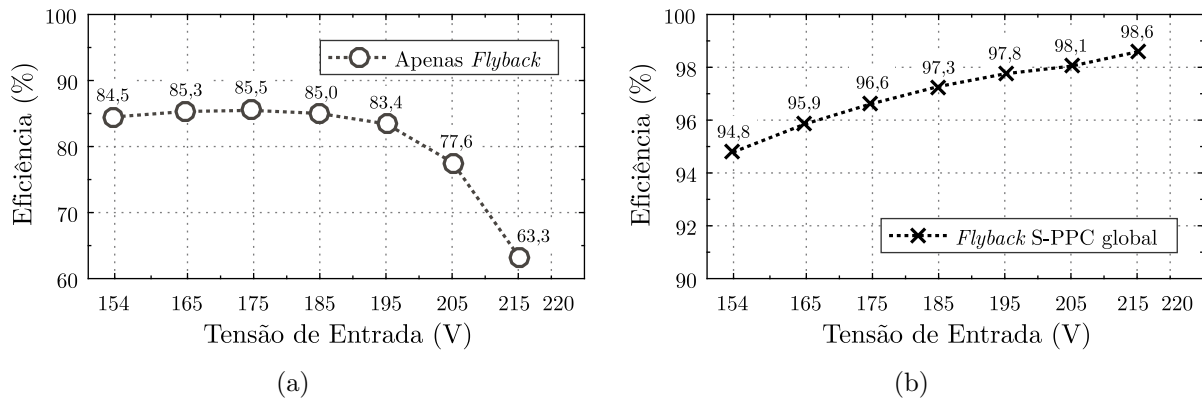
Estes resultados permitem concluir que a análise realizada na Seção 5.1.2 é correta ao afirmar que a topologia *flyback* S-PPC não pode ser considerada uma topologia PPP, pois o processamento de potência não-ativa é maior do que de um conversor *boost* con-

Figura 6.7 – Potência não-ativa experimental do conversor *flyback* S-PPC (marcadores) em comparação com os valores simulados (linhas tracejadas).



Fonte: Autor.

Figura 6.8 – Eficiência do conversor *flyback* S-PPC. (a) Eficiência medida apenas no regulador série, (b) eficiência global do estágio CC-CC.



Fonte: Autor.

vencional. Ao contrário do alegado por algumas referências, a eficiência obtida revela que não há vantagens em sua utilização, pois além de ser uma topologia mais complexa, sua eficiência não é superior ao da topologia de referência em nenhum ponto de operação.

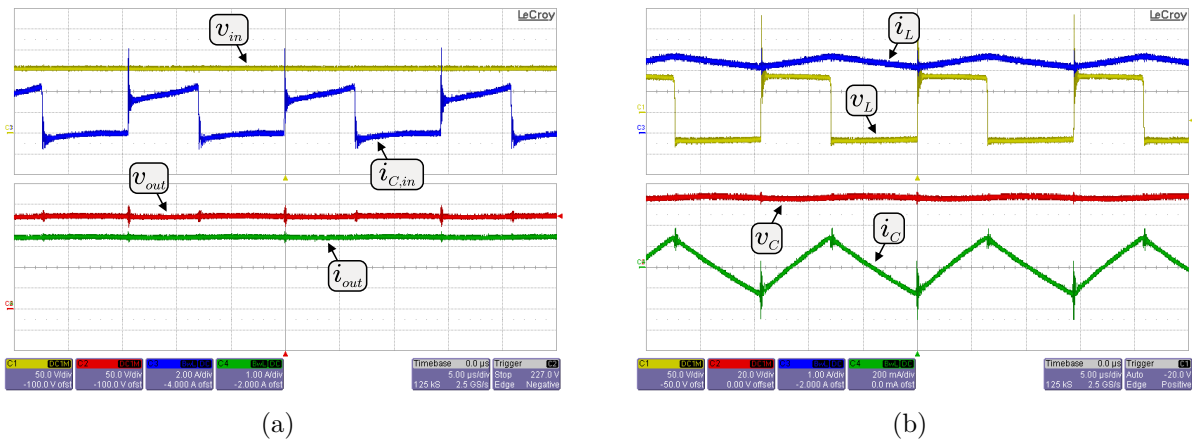
6.3 FORWARD S-PPC

O protótipo do conversor *forward* S-PPC foi implementado com $n = 1$ e com uma relação de espiras no enrolamento de desmagnetização também unitária ($n_D = 1$). Algumas formas de onda da operação deste conversor para $V_{in} = 154$ V são apresentadas na Figura 6.9, incluindo formas de onda de tensão e corrente na entrada e saída (a), e tensão e corrente nos dispositivos acumuladores de energia (b).

O gráfico da potência não-ativa no conversor *forward* S-PPC para toda faixa de tensão de entrada projetada é apresentado na Figura 6.10. Observa-se que os resultados experimentais são muito próximos dos valores simulados para este projeto, validando os modelos utilizados.

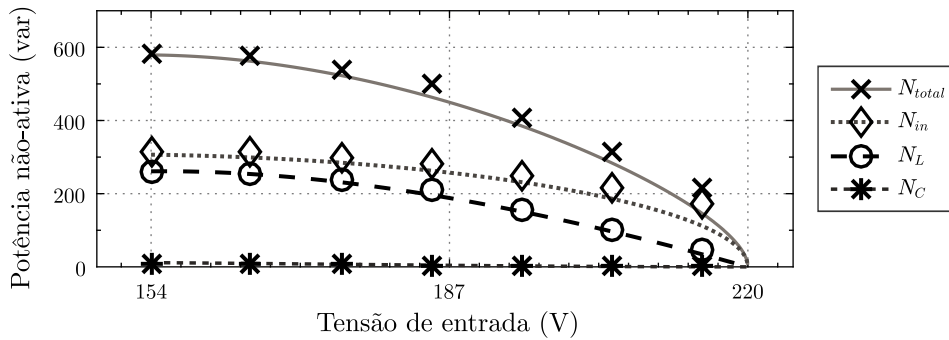
Apesar deste protótipo realizar processamento parcial de energia em tensões abaixo de 179 V (conforme mostrado na Figura 5.22 do capítulo anterior), esta redução no processamento de energia não resultou em aumento real de eficiência nesta topologia quando comparado à topologia de referência. Isto pode ser observado na Figura 6.11, que apresenta a eficiência no S-PPC (a) e a eficiência global do sistema (b). Este resultado é atribuído às características negativas desta topologia, como por exemplo a limitação da razão cíclica máxima (e com isso, a limitação do valor mínimo de n), a necessidade de desmagnetização do transformador (que resulta em perdas adicionais), o maior número de componentes, etc.

Figura 6.9 – Formas de onda de tensão e corrente no conversor *forward* S-PPC para $V_{in} = 154$ V. (a) Tensão de entrada v_{in} (amarelo, 50 V/div), corrente de entrada no S-PPC $i_{C,in}$ (azul, 2 A/div), tensão de saída v_{out} (vermelho, 50 V/div), corrente de saída i_{out} (verde, 1 A/div). (b) Tensão no indutor v_L (amarelo, 50 V/div), corrente no indutor i_L (azul, 1 A/div), tensão no capacitor v_C (vermelho, 20 V/div), corrente no capacitor i_C (verde, 200 mA/div).



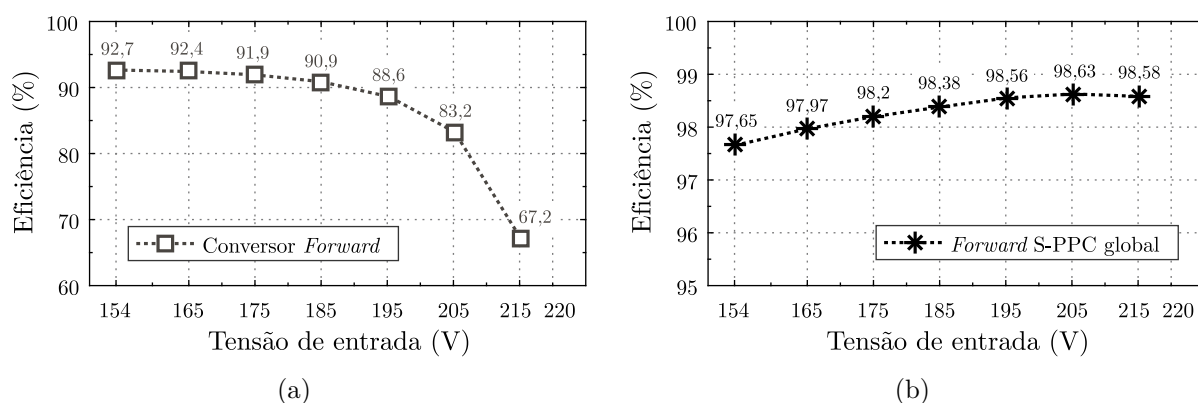
Fonte: Autor.

Figura 6.10 – Potência não-ativa experimental do conversor *forward* S-PPC (marcadores) em comparação com os valores simulados (linhas).



Fonte: Autor.

Figura 6.11 – Eficiência do conversor *forward* S-PPC. (a) Eficiência medida apenas no regulador série, (b) eficiência global do estágio CC-CC.



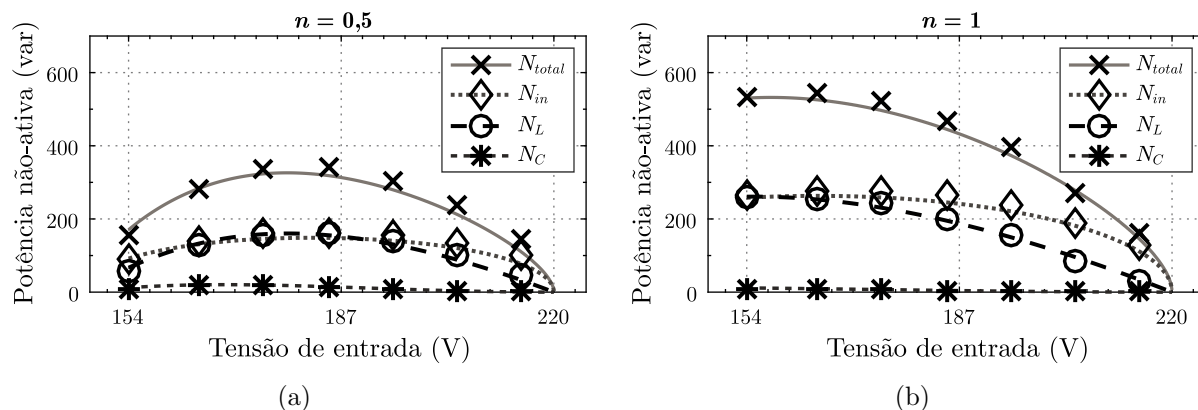
Fonte: Autor.

6.4 FULL-BRIDGE S-PPC

Para validar a análise da topologia *full-bridge* S-PPC e demonstrar a melhoria de desempenho proporcionada pelo emprego de valores menores no relação de espiras do transformador, foram construídos dois protótipos: o primeiro, projetado com $n = 0,5$, e o segundo, projetado com $n = 1$. Os procedimentos de projeto desta topologia são apresentados no Apêndice C.

Os resultados da potência não-ativa nestes dois protótipos para toda faixa de tensão de entrada são apresentados na Figura 6.12 (a) para $n = 0,5$ e na Figura 6.12 (b) para $n = 1$.

Figura 6.12 – Potência não-ativa experimental do conversor *full-bridge* S-PPC (marcadores) em comparação com os valores simulados (linhas). (a) Com $n = 0,5$ e (b) com $n = 1$.

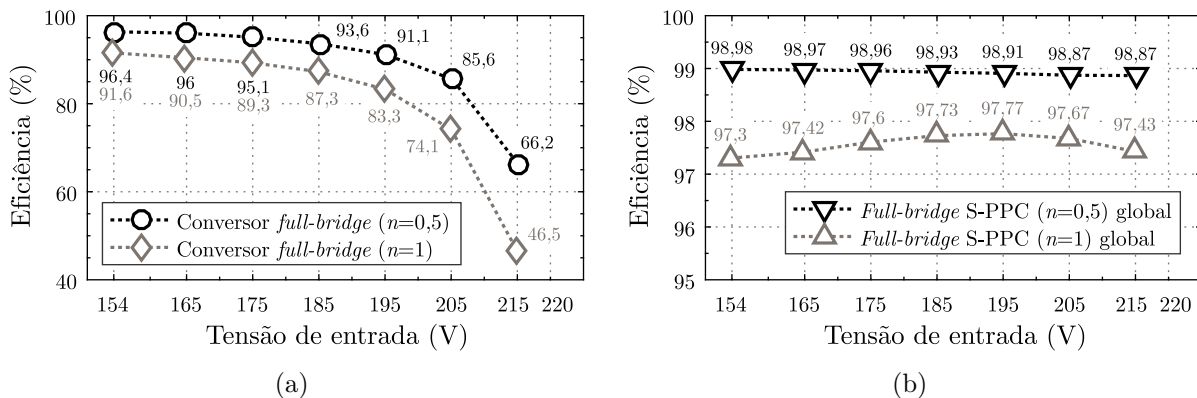


Fonte: Autor.

Observa-se que o processamento de potência não-ativa na topologia *full-bridge* S-PPC com $n = 1$ (Figura 6.12 (b)) é similar ao da topologia *forward* S-PPC² (Figura 6.10), e que apesar de realizar PPP, este protótipo também não apresenta uma redução significativa da potência não-ativa a ponto de compensar as perdas adicionais causadas pelo uso de uma topologia mais complexa.

No caso do *full-bridge* S-PPC com $n = 0,5$, o processamento de potência não-ativa é bastante reduzido, apresentando seu valor máximo em torno de 339,5 var em comparação aos 1023 var do conversor *boost* convencional. Mesmo considerando que a topologia *full-bridge* S-PPC apresenta maior número de componentes ativos e passivos, isto possibilita a redução das perdas neste protótipo, chegando a patamares de eficiência global superiores aos alcançados pela topologia *boost* convencional. Os gráficos da eficiência nestes protótipos considerando somente o S-PPC são apresentados na Figura 6.13 (a) e a eficiência global do sistema é apresentada na Figura 6.13 (b).

Figura 6.13 – Rendimento dos protótipos *full-bridge* S-PPC com $n = 0,5$ e $n = 1$. (a) Rendimento medido apenas nos reguladores série, (b) rendimentos globais do estágio CC-CC.



Fonte: Autor.

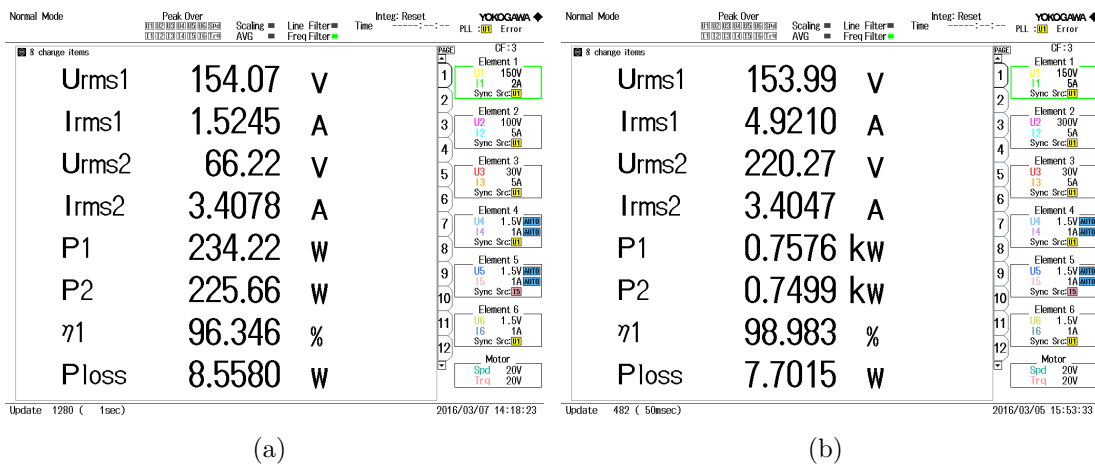
Observa-se que para $n = 1$, a eficiência global do *full-bridge* S-PPC foi inferior à do protótipo *boost* de referência, levando a concluir que a topologia *full-bridge* S-PPC nem sempre é vantajosa o em comparação à topologia *boost* convencional, pois apesar de realizar PPP, isto pode não se refletir em melhorias na eficiência global. Por outro lado, quanto menor o valor de Δv , menor pode ser o valor de n , e isto resulta na redução do processamento de potência não-ativa e nas perdas do circuito. No caso do emprego de $n = 0,5$, a eficiência do *full-bridge* S-PPC ultrapassou a eficiência do protótipo *boost* de

²Ao desprezar os elementos parasitas do circuito, a única diferença em termos de potência não-ativa entre estas duas topologias é que a topologia *forward* S-PPC possui uma pequena quantidade adicional de potência não-ativa na entrada, que é resultante da desmagnetização do transformador pelo enrolamento primário, o que não ocorre na topologia *full-bridge* S-PPC, em que a energia da desmagnetização do transformador é transferida para a carga.

referência, indicando que o projeto adequado de Δv e n nesta topologia pode resultar em valores eficiência superior ao das topologias convencionais.

A Figura 6.14 apresenta os valores de potência ativa e eficiência no *full-bridge* S-PPC com $n = 0,5$ para $V_{in} = 154$ V medidos pelo analisador de potências Yokogawa® WT-1800 apenas no S-PPC (a), e global (b).

Figura 6.14 – Medição de potência e rendimento na entrada e saída do conversor *full-bridge* ($n = 0,5$) e a medição global do sistema S-PPC. (a) Medição no regulador série *full-bridge*, (b) medição do *full-bridge* S-PPC global.



Fonte: Autor.

Algumas formas de onda de tensão e corrente medidas no protótipo *full-bridge* S-PPC com $n = 0,5$ são apresentadas na Figura 6.15. Observa-se que as formas de onda e os valores de tensão e corrente são compatíveis com os valores projetados, validando os modelos e o método de projeto utilizado.

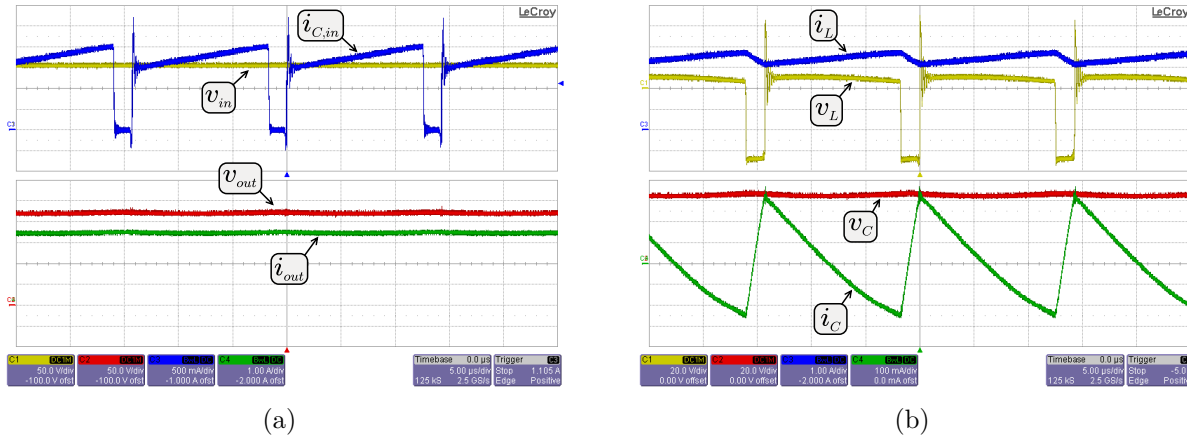
6.5 FULL-BRIDGE/PUSH-PULL S-PPC

Para avaliar um exemplo de topologia S-PPC elevadora/abaixadora de tensão, nesta seção são apresentados os resultados experimentais do protótipo da topologia FB/PP S-PPC com $n = 0,2$.

A Figura 6.16 (a) apresenta algumas formas de onda do conversor FB/PP S-PPC operando no modo elevador de tensão (com $V_{in} = 187$ V). Neste modo de operação, o comportamento do conversor é idêntico ao do conversor *full-bridge* S-PPC. Na figura são observadas as formas de onda de tensão sobre as chaves complementares S_1 e S_2 e a forma de onda de corrente no indutor, que apresenta um comportamento conforme especificado.

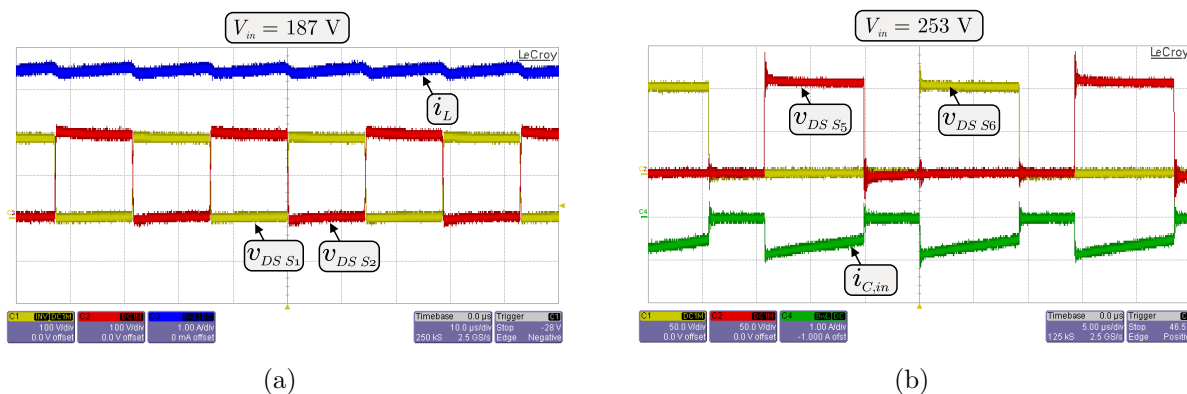
No modo de operação como abaixador de tensão, a Figura 6.16 (b) apresenta algumas formas para o pior caso (com $V_{in} = 253$ V). São observadas as tensões sobre

Figura 6.15 – Formas de onda de tensão e corrente no conversor *full-bridge* S-PPC com $n = 0,5$. (a) Tensão de entrada v_{in} (amarelo, 50 V/div), corrente de entrada i_{in} (azul, 500 mA/div), tensão de saída v_{out} (vermelho, 50 V/div), corrente de saída i_{out} (verde, 1 A/div). (b) Tensão no indutor v_L (amarelo, 20 V/div), corrente no indutor i_L (azul, 1 A/div), tensão no capacitor v_C (vermelho, 20 V/div), corrente no capacitor i_C (verde, 100 mA/div).



Fonte: Autor.

Figura 6.16 – Formas de onda medidas no protótipo *FB/PP* S-PPC com $n = 0,2$. (a) Operação como elevador de tensão ($V_{in} = 187$ V), tensão sobre as chaves S_1 e S_2 (vermelho e amarelo, 100 V/div) e corrente no indutor i_L (azul, 1 A/div). (b) Operação como abaixador de tensão ($V_{in} = 253$ V), tensão sobre as chaves S_5 e S_6 (vermelho e amarelo, 50 V/div) e corrente na entrada do regulador série $i_{C,in}$ (verde, 1 A/div).

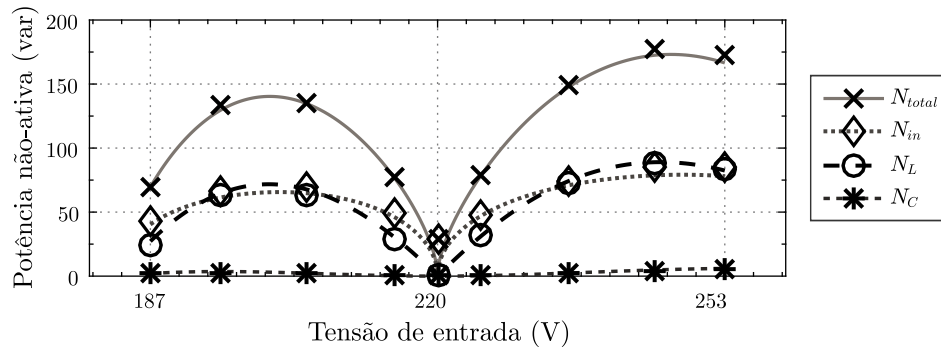


Fonte: Autor.

as chaves S_5 e S_6 , que estão sujeitas à uma tensão duas vezes maior que a tensão V_C e apresentam um pico próximo de 150 V causado pela ressonância dos elementos parasitas durante seu desligamento. Nesta figura, também se observa a forma de onda da corrente de entrada no S-PPC ($i_{C,in}$), a qual é negativa em virtude do fluxo reverso de potência ativa.

Os valores de potência não-ativa medidos no protótipo FB/PP S-PPC são apresentados na Figura 6.17, onde se observa que o valor máximo de N_{total} é de apenas 176,9 var, e ocorre no modo de operação *push-pull* com $V_{in} = 245$ V. Estes resultados experimentais estão em conformidade com os resultados obtidos pelas simulações, validando os modelos utilizados e a análise desenvolvida.

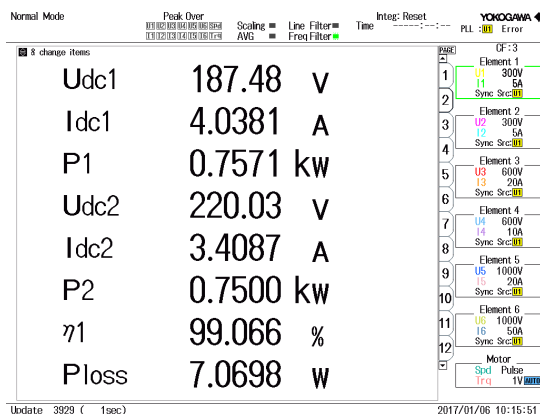
Figura 6.17 – Potência não-ativa experimental do conversor FB/PP S-PPC (marcadores) em comparação com os valores simulados (linhas).



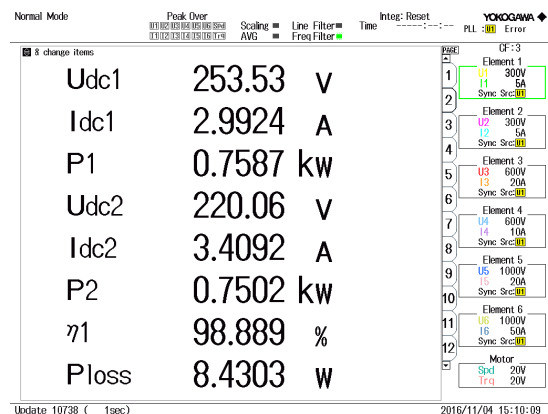
Fonte: Autor.

A redução da potência ativa e não-ativa no FB/PP S-PPC com $n = 0,2$, além de reduzir seu tamanho, conforme apresentado na Seção 5.2.3.3, também resulta na redução das perdas nesta topologia. A medição dos valores de tensão, corrente e potência ativa de entrada e saída do protótipo, bem como sua eficiência são apresentados na Figura 6.18 (a) para $V_{in} = 187$ V e Figura 6.18 (b) para $V_{in} = 253$ V.

Figura 6.18 – Medição de potência e rendimento global no conversor FB/PP S-PPC ($n = 0,2$). (a) Operação como elevador de tensão ($V_{in} = 187$ V) e (b) operação como abaixador de tensão ($V_{in} = 253$ V).



(a)

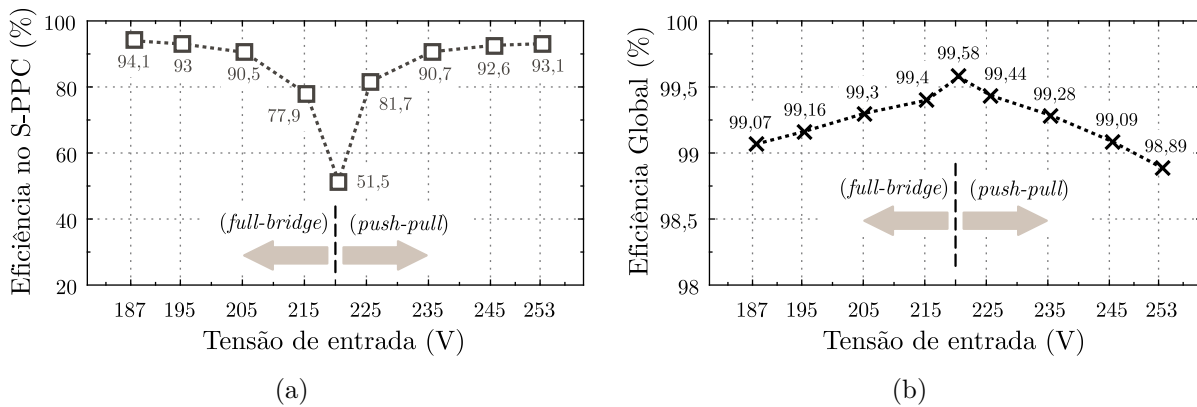


(b)

Fonte: Autor.

A curva de eficiência medida na entrada e saída do S-PPC, considerando carga nominal para toda faixa de tensão de entrada é apresentada na Figura 6.19 (a), e a curva da eficiência global é apresentada na Figura 6.19 (b). Observa-se que quando a tensão de entrada aproxima-se da tensão de saída (220 V), a eficiência no S-PPC tende a zero em virtude da redução da sua potência ativa ($P_{C,out}$). Porém, do ponto de vista de todo estágio CC-CC, neste ponto de operação a eficiência global é máxima, alcançando 99,58 %. É importante lembrar que com o projeto adequado do sistema S-PPC, a maior parte da energia gerada pelas *strings* ocorrerá próxima a ponto de operação, e isto permitirá uma maior eficiência energética global do sistema, mas isso não reduz a importância do conversor para realizar o rastreamento do MPP nos demais pontos de operação.

Figura 6.19 – Rendimento do conversor *full-bridge/push-pull* S-PPC. (a) Rendimento medido apenas no regulador série, (b) rendimento global do estágio CC-CC.

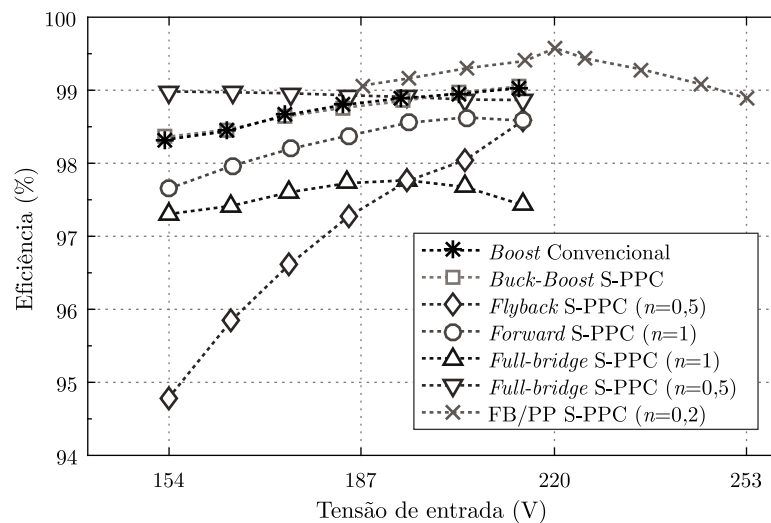


Fonte: Autor.

6.6 COMPARAÇÃO DE RENDIMENTO ENTRE OS PROTÓTIPOS CONSTRUÍDOS

Com o objetivo de comparar a eficiência global obtida por todos os protótipos implementados, a Figura 6.20 apresenta as curvas de eficiência de todos os protótipos em um mesmo gráfico. Entre os protótipos com característica elevadora de tensão, o protótipo do *full-bridge* S-PPC com $n = 0,5$ apresenta o melhor resultado, sendo melhor inclusive do que o conversor *boost* convencional, enquanto que o conversor *flyback* S-PPC apresenta o pior resultado. Também se destaca o rendimento obtido pelo conversor FB/PP S-PPC, que, além de apresentar melhor desempenho em relação aos demais protótipos, apresenta sua eficiência máxima no meio da faixa de regulação de tensão.

Figura 6.20 – Comparação entre o rendimento global de todos os protótipos implementados.



Fonte: Autor.

6.7 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou resultados experimentais que permitem validar os modelos matemáticos empregados e as análises desenvolvidas para todas as topologias avaliadas nesta tese.

Os resultados obtidos permitem provar que mediante o projeto adequado da faixa de regulação da tensão de entrada do sistema PV, e do uso de algumas topologias S-PPC em substituição aos conversores convencionais, é possível obter melhorias na eficiência global e densidade de potência destes sistemas.

Apesar disso, os resultados também demonstram que nem todas as topologias conectadas na configuração S-PPC realizam PPP, e mesmo quando a topologia realiza PPP, isso não se reflete necessariamente em aumento de sua eficiência.

7 CONCLUSÕES

Embora os reguladores série não sejam uma novidade na eletrônica de potência, recentemente sua aplicação no estágio CC-CC de sistemas fotovoltaicos com arquitetura *multi-string* tem despertado interesse por parte da comunidade acadêmica e da indústria devido à possibilidade da realização de processamento parcial de energia, o que pode trazer melhorias de desempenho dos conversores eletrônicos em termos de eficiência e densidade de potência. Neste sentido, este trabalho contribui no estudo desta categoria de conversores, sanando algumas lacunas no ponto de vista conceitual e apresentando análises que permitem identificar as principais variáveis a serem considerados em termos da sua aplicação prática.

Uma vasta revisão bibliográfica é realizada, apresentando as formas de implementação do conceito de processamento parcial de energia e uma classificação geral dos S-PPCs. Pela análise das características de cada abordagem, verifica-se que os S-PPCs são adequados para sistemas fotovoltaicos com arquitetura *multi-string* em função da pequena faixa de variação da tensão de entrada (proveniente dos módulos PV), permitindo o emprego de reguladores série de reduzida potência ativa. Neste sentido, uma das contribuições da tese é o desenvolvimento de uma metodologia que emprega dados históricos coletados por estações meteorológicas para traçar um modelo estocástico do perfil de tensão de operação de um determinado módulo PV aplicado a uma dada localidade. Como resultado, o perfil de tensão de uma determinada localidade pode ser resumido em termos da faixa tensão em que a maior parte da energia é produzida (Δv) e do valor de tensão no centro desta faixa (v').

De fato, a parcela de potência ativa processada no S-PPC está fortemente relacionada à faixa de regulação de tensão. Isto fez com que alguns trabalhos fossem publicados na literatura utilizando diferentes topologias na configuração S-PPC, alegando melhorias em termos de eficiência e densidade de potência. Entretanto, pelas análises apresentadas nesta tese, tais melhorias nem sempre ocorrem, pois a redução da potência ativa proporcionada pela regulação série não é suficiente para determinar se uma topologia realiza ou não PPP. Neste sentido, esta tese resolve um equívoco de interpretação existente na literatura acerca do conceito de processamento parcial de energia. Assim, o termo PAPP é introduzido neste trabalho para referir-se às topologias que apresentam processamento parcial de potência ativa, propondo que o termo PPP deva ser utilizado somente para topologias que realmente apresentam menor processamento de energia em todos os seus componentes quando comparadas às topologias convencionais.

Como principal contribuição desta tese, o cálculo da potência não-ativa processada por conversores CC-CC (em especial os S-PPCs) é introduzido como uma figura de mérito para quantificar o processamento de energia nos elementos dos conversores, e, assim, definir quais topologias são capazes, ou não, de realizar PPP. Pelos resultados obtidos,

conclui-se que algumas das topologias S-PPC apresentadas na literatura são equivocadamente classificadas como PPP, como é o caso da topologia *buck-boost* S-PPC e *flyback* S-PPC.

No que diz respeito às topologias S-PPC classificadas como capazes de realizar PPP, no caso as topologias *forward* S-PPC e *full-bridge* S-PPC, as análises apresentadas permitem observar que a potência não-ativa é pouco influenciada pela frequência de chaveamento e pelo tamanho dos filtros passivos utilizados, mas é fortemente dependente da relação de espiras empregada no transformador e da razão cíclica de operação das chaves, que dependem do ganho de tensão projetado. Isto significa que a faixa de tensão de regulação não influencia apenas na potência ativa destes conversores, mas também no processamento de potência não-ativa e na eficiência global do sistema.

Nas análises apresentadas, a metodologia de cálculo da potência não-ativa foi implementada por meio de simulações numéricas. Para simplificar estas análises, foram também desenvolvidos modelos analíticos que desconsideram ondulações de segunda ordem. Apesar dos erros provenientes das simplificações realizadas, os modelos analíticos mostraram-se suficientes para determinar quais topologias realizam, ou não, PPP.

Os S-PPCs podem ser classificados em função da polaridade da tensão V_C , podendo ser elevadores, abaixadores ou elevadores/abaixadores de tensão. Para que a topologia S-PPC possa operar como elevadora e abaixadora de tensão, é necessário que a topologia CC-CC empregada possua fluxo bidirecional de potência ativa. Neste sentido, outra contribuição da tese é a definição de restrições que especificam em quais quadrantes do plano tensão *versus* corrente ($V \times I$) na entrada e na saída que a topologia empregada no S-PPC deve ser capaz de operar para funcionar como elevadora/abaixadora de tensão, tanto na configuração EPSS quanto na configuração ESSP.

Para avaliar as vantagens e desvantagens do emprego de uma topologia S-PPC elevadora/abaixadora (bidirecional) em relação a uma topologia somente elevadora de tensão (unidirecional), foi realizada uma comparação entre as topologias *full-bridge* S-PPC e FB/PP S-PPC. Os resultados desta análise permitem concluir que, para uma mesma faixa de regulação de tensão, a topologia S-PPC bidirecional apresenta menor potência ativa e não-ativa, maior densidade de potência e maior eficiência quando comparada à topologia unidirecional. Outra vantagem que é observada nas topologias elevadoras/abaixadoras é que, para um sistema PV adequadamente projetado, a eficiência global máxima ocorre no ponto de tensão em que a maior parte da energia é gerada pela *string*.

Observa-se que o principal parâmetro de projeto dos sistemas baseados em S-PPC é a definição da faixa de regulação de tensão, uma vez que quanto menor a faixa de regulação de tensão, uma maior eficiência pode ser alcançada no estágio CC-CC. Em contrapartida, ao reduzir a faixa de regulação de tensão, reduz-se também o aproveitamento de energia pelo rastreamento de máxima potência do conversor. Isto significa que existe um ponto

ótimo de faixa de regulação de tensão, onde a eficiência energética do sistema pode ser maximizada.

7.1 PUBLICAÇÕES REALIZADAS

7.1.1 Publicações em periódicos científicos

No decorrer do curso de doutorado foram publicados, ou submetidos os seguintes trabalhos acerca das contribuições da tese:

- Publicado (Qualis A1, *JCR Impact Factor* = 7,151):
ZIENTARSKI, J. R. R.; MARTINS, M. L. da S.; PINHEIRO, J. R.; HEY, H. L.; Series-Connected Partial-Power Converters Applied to PV Systems: A Design Approach Based on Step-up/down Voltage Regulation Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. PP, n. 99, Oct 2017.
- Publicado (Qualis B1):
ZIENTARSKI, J. R. R.; MARTINS, M. L. da S.; PINHEIRO, J. R.; HEY, H. L.; Processamento Parcial De Energia Em Conversores Cc-cc Conectados Na Configuração De Reguladores Série. *Revista Eletrônica de Potência*, Campo Grande, v. 22, n. 2, pp. 196-205, Jun 2017.
- Manuscrito submetido (Qualis A1, *JCR Impact Factor* = 4,269):
ZIENTARSKI, J. R. R.; MARTINS, M. L. da S.; PINHEIRO, J. R.; HEY, H. L.; Evaluation of Power Processing in Series-connected Partial-power Converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Primeira submissão em Setembro de 2017.

7.1.2 Publicações em congressos e seminários

Além das publicações em periódicos, foram apresentados e publicados alguns trabalhos em congressos e seminários:

- ZIENTARSKI, J. R. R.; HEY, H. L.; MARTINS, M. L. da S.; PINHEIRO, J. R.; Uma discussão sobre o processamento parcial de potência em conversores CC-CC. *9º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle (SEPOC 2015)*.
- ZIENTARSKI, J. R. R.; PINHEIRO, J. R.; MARTINS, M. L. S.; HEY, H. L. Understanding The Partial Power Processing Concept: A Case-Study of Buck-boost

dc/dc Series Regulator. *13th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2015)*.

- ZIENTARSKI, MARTINS, M. L. S.; J. R. R.; PINHEIRO, J. R.; HEY, H. L. Investigação do Processamento de Energia nos Conversores Flyback e Forward Conectados Como Reguladores Série. *XXI Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2016)*, 2016, pp. 3277-3282.
- ZIENTARSKI, J. R. R.; MARTINS, M. L. da S.; PINHEIRO, J. R.; HEY, H. L.; Projeto de Conversores S-PPC Aplicados a Sistemas PV com Base na Faixa de Regulação de Tensão. *10^o Seminário de Eletrônica de Potência e Controle (SEPOC 2017)*.

7.2 SUGESTÕES PARA INVESTIGAÇÕES FUTURAS

Algumas sugestões para trabalhos futuros são listadas a seguir:

- Analisar outras topologias S-PPC elevadoras/abaixadoras de tensão que atendem aos requisitos apresentados na Seção 5.2.1 e compará-las à topologia FB/PP S-PPC. Uma das topologias que pode ser avaliada é a topologia *forward/forward* S-PPC que fora apresentada na Figura 5.44.
- Investigar as possíveis vantagens e desvantagens do emprego de topologias com configuração ESSP, e compará-las às topologias com a configuração EPSS que foram apresentadas nesta tese.
- Investigar o comportamento da corrente de fuga nas topologias conectadas como S-PPC. A corrente de fuga que circula pelas capacitâncias parasitas existentes entre os polos dos painéis fotovoltaicos e a terra é um problema comum nas topologias não-isoladas como o caso dos S-PPCs, e pode se tornar um problema para que estes conversores atendam aos limites estabelecidos pelas normas de segurança.
- Uma vez que este trabalho se restringiu aos reguladores de tensão (reguladores série, ou S-PPCs), uma das sugestões para investigações futuras é inclusão dos reguladores de corrente (reguladores paralelos, ou P-PPCs) nas análises, traçando um paralelo do comportamento do processamento parcial de energia entre estas duas formas de implementação do conceito.
- Conforme discutido nas conclusões do trabalho, a faixa de regulação da tensão de entrada interfere diretamente na potência ativa e não-ativa processada pelo conversor, no tamanho dos seus componentes, e, conseqüentemente, na eficiência global do

sistema nos pontos de operação em que a maior parte da energia é produzida. Desta forma, pode-se afirmar que quanto menor a faixa de regulação de tensão, uma maior eficiência global pode ser alcançada pelo sistema S-PPC. Em contrapartida, ao limitar a faixa de regulação de tensão, limita-se também o rastreamento de máxima potência do sistema, o que pode reduzir o aproveitamento de energia do MPPT. Isto significa que existe um ponto ótimo de faixa de regulação de tensão, onde a eficiência energética pode ser maximizada. Neste sentido, uma das sugestões para trabalhos futuros refere-se à implementação de um algoritmo de otimização capaz de otimizar não somente o conversor S-PPC em si, mas também a faixa de tensão de entrada que este conversor deverá regular.

- Embora as topologias S-PPC analisadas neste trabalho já sejam conhecidas na literatura, do ponto de vista do controle destes conversores, é necessário realizar uma análise do impacto da conexão série no modelo dinâmico do sistema. No caso das topologias que operam em dois modos de operação, como é o caso da topologia FB/PP S-PPC, também é necessária uma avaliação do comportamento do conversor durante a troca dos modos de operação.

REFERÊNCIAS

AGAMY, M. et al. An efficient partial power processing dc/dc converter for distributed pv architectures. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 2, p. 674–686, Feb 2014. ISSN 0885-8993.

AGAMY, M. S. et al. A high-power-density dc-dc converter for distributed pv architectures. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 3, n. 2, p. 791–798, April 2013. ISSN 2156-3381.

_____. A high efficiency dc-dc converter topology suitable for distributed large commercial and utility scale pv systems. In: **2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. LS2d.3–1–LS2d.3–6.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **ANEEL 482/2012**: Resolução normativa nº482, de 17 de abril de 2012. Brasília, 2012. 5 p.

_____. **ANEEL 687/2016**: Resolução normativa nº687, de 24 de novembro de 2015. Brasília, 2015. 7 p.

AHMAD, M. W.; ANAND, S. Power decoupling in solar pv system using partial power processing converter. In: **2016 10th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 196–201.

AJNA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA. São Paulo, SP, 2017. Disponível em: <<http://www.ajnasolar.com.br/estacionamento/>>. Acesso em: 02 de junho de 2017.

AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-20, n. 3, p. 625–630, May 1984. ISSN 0093-9994.

AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. Wiley, 2017. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 9781119307211. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=WwAgDgAAQBAJ>>.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas**. 1. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2001. 334 p.

_____. **Estudo do Circuito Grampeador para os Conversores Flyback e Forward e do Circuito Equivalente do Transformador de Três Enrolamentos**. Florianópolis, 2007. 26 p. Disponível em: <<http://ivobarbi.com/novo/wp-content/uploads/2015/07/Grampeadores.pdf>>. Acesso em: 05 de setembro de 2017.

BASTIDAS-RODRIGUEZ, J. et al. Maximum power point tracking architectures for photovoltaic systems in mismatching conditions: a review. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 6, p. 1396–1413, June 2014. ISSN 1755-4535.

- BATZELIS, E.; GEORGILAKIS, P.; PAPATHANASSIOU, S. Energy models for photovoltaic systems under partial shading conditions: a comprehensive review. **IET Renewable Power Generation**, v. 9, n. 4, p. 340–349, 2015. ISSN 1752-1416.
- BELL, R.; PILAWA-PODGURSKI, R. Decoupled and distributed maximum power point tracking of series-connected photovoltaic sub-modules using differential power processing. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, PP, n. 99, p. 1–1, 2015. ISSN 2168-6777.
- BELTRAME, F. **Metodologia de Projeto Otimizado de Conversores Estáticos Aplicados a Sistemas Fotovoltaicos**. 2017. 205 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2017.
- BELTRAME, F. et al. Design methodology to improve the converters' efficiency applied to photovoltaic systems. In: **Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1397–1403.
- BELTRAME, F.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. Energetic efficiency improvement in photovoltaic energy systems through a design methodology of static converter. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 27, p. 82–92, Feb 2016. ISSN 2195-3880.
- BELTRAME, R. C. et al. A review of hybrid power amplifiers technologies. **Eletrônica de Potência**, Campo Grande, Brazil, v. 17, n. 4, p. 702–716, 2012.
- BIRCHENOUGH, A. G. **Series Connected Buck-Boost Regulator**. US Patent 7,042,199 B1, 2006. Disponível em: <<http://www.google.com/patents/US7042199>>.
- BRUCKMAN, L. et al. Statistical and domain analytics applied to PV module lifetime and degradation science. **IEEE Access**, v. 1, p. 384–403, 2013. ISSN 2169-3536.
- BUONASSISI, T. **Notas de aula no curso Fundamentals of Photovoltaics, Fall 2013**. Massachusetts Institute of Technology: MIT OpenCourseWare. License: Creative Commons BY-NC-SA, 2013. Disponível em: <<http://ocw.mit.edu/courses/mechanical-engineering/2-627-fundamentals-of-photovoltaics-fall-2013/#>>. Acesso em: 22 de fevereiro de 2016.
- BUTTON, R. An advanced photovoltaic array regulator module. In: **Proceedings of the 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, 1996. IECEC 96**. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 519–524 vol.1. ISSN 1089-3547.
- CAO, Y. **A novel step-up/step-down full-bridge DC-DC converter for distributed solar power applications**. 2015. 119 f. Dissertação (Master of Applied Science Thesis) — The University of British Columbia, Okanagan, 2015.
- CARACAS, J. M. et al. Implementation of a high-efficiency, high-lifetime, and low-cost converter for an autonomous photovoltaic water pumping system. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 50, n. 1, p. 631–641, Jan 2014. ISSN 0093-9994.

CARSTEN, B. Converter component load factors – a performance limitation of various topologies. In: **Proceedings of PCI**. Munich: [s.n.], 1988. p. 31–49.

CATHELL, F. A simple 12 Vout, 22 W, off-line forward converter using ON semiconductor's NCP1027/1028 monolithic switcher. **ON Semiconductor**, Denver, USA, n. AND8488/D, p. 1–10, 2011.

CHEN, H. et al. **Modular DC-DC Converter**. US Patent 2015/0303815 A1, 2015. Disponível em: <<http://www.google.com/patents/US20150303815>>.

_____. Electrified automotive powertrain architecture using composite dc-dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 1, p. 98–116, Jan 2017. ISSN 0885-8993.

_____. A 98.7% efficient composite converter architecture with application-tailored efficiency characteristic. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 101–110, Jan 2016. ISSN 0885-8993.

CHENG, K. Storage energy for classical switched mode power converters. **IEE Proceedings on Electric Power Applications**, v. 150, n. 4, p. 439–446, July 2003. ISSN 1350-2352.

CHEUNG, M. K. H.; CHOW, M. H. L.; TSE, C. K. Practical design and evaluation of a 1 kw pfc power supply based on reduced redundant power processing principle. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 2, p. 665–673, Feb 2008. ISSN 0278-0046.

DONG, D. et al. A pv residential micro-inverter with grid-support function: Design, implementation and field testing. **IEEE Transactions on Industry Applications**, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0093-9994.

DOUBLEDAY, K. et al. Recovery of inter-row shading losses using differential power-processing submodule DC-DC converters. **Solar Energy**, v. 135, p. 512–517, 2016. ISSN 0038-092X. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038092X1630192X>>.

DREHER, J. R. **Conversores boost-flyback integrados para aplicações com alto ganho de tensão**. 2012. 186 f. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2012.

DUPONT, F.; RECH, C.; PINHEIRO, J. A methodology to obtain the equations for the calculation of the weighted average efficiency applied to photovoltaic systems. In: **10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–8.

DUPONT, F. H. Doutorado em engenharia elétrica, **Estudo, análise e implementação de uma metodologia para otimização de rendimento em sistemas compostos por conversores em paralelo**. Santa Maria: [s.n.], 2014. 232 f.

ELASSER, A. et al. A comparative study of central and distributed MPPT architectures for megawatt utility and large scale commercial photovoltaic plants. In: **IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2753–2758. ISSN 1553-572X.

EMANUEL, A. E. Powers in nonsinusoidal situations—a review of definitions and physical meaning. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 5, n. 3, p. 1377–1389, Jul 1990. ISSN 0885-8977.

ENSLIN, J.; SNYMAN, D. Combined low-cost, high-efficient inverter, peak power tracker and regulator for pv applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 6, n. 1, p. 73–82, Jan 1991. ISSN 0885-8993.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. New York: Springer US, 2001. 883 p. ISBN 978-0-7923-7270-7.

EUROPEAN PHOTOVOLTAIC INDUSTRY ASSOCIATION (EPIA). **Global Market Outlook for Photovoltaics until 2014-2018**. Brussels, Belgium, 2014. 58 p.

EXXON MOBIL CORPORATION. **2017 Outlook for Energy: A View to 2040**. Irving, Texas, 2017. 52 p. Disponível em: <<http://cdn.exxonmobil.com/~media/global/files/outlook-for-energy/2017/2017-outlook-for-energy.pdf>>. Acesso em: 06 de outubro de 2017.

FRYZE, S. Wirk-, blind- und scheinleistung in elektrischen stromkreisen mit nicht-sinusförmigem verlauf von strom und spannung (active, non-active and apparent power in electrical circuits with nonsinusoidal time functions of current and voltage, in german language). **ETZ-A Elektrotech. Z.**, v. 53, n. 25, 1932.

FURTADO, A. M. S. et al. A reduced voltage range global maximum power point tracking algorithm for photovoltaic systems under partial shading conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 4, p. 3252–3262, April 2018. ISSN 0278-0046.

GALILI, I.; GOIHBARG, E. Energy transfer in electrical circuits: A qualitative account. **American Journal of Physics**, v. 73, n. 2, p. 141–144, 2005.

GARCIA, O. et al. Single phase power factor correction: a survey. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 3, p. 749–755, May 2003. ISSN 0885-8993.

HERNANDO, M. et al. Improving dynamic response of power-factor correctors by using series-switching postregulator. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 3, p. 563–568, Jun 1999. ISSN 0278-0046.

HIETPAS, S.; NADEN, M. Automatic voltage regulator using an ac voltage-voltage converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 36, n. 1, p. 33–38, Jan 2000. ISSN 0093-9994.

IEC. Standard - photovoltaic systems, power conditioners, procedure for measuring efficiency. **IEC Std 61683-1999**, p. 1–26, November 1999.

IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions. **IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)**, p. 1–50, March 2010.

INPE. **Rede SONDA (Sistema de Organização Nacional de Dados Ambientais)**. São José dos Campos, SP, Brazil: (2016, Access in: feb. 2nd) Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, 2016. Disponível em: <<http://sonda.ccst.inpe.br/basedados/index.html>>. Acesso em: 2017, feb. 2nd.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY (IEA). **Key World Energy Statistics 2014**. Paris, 2014. 82 p. Disponível em: <<https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/KeyWorld2014.pdf>>. Acesso em: 01 de julho de 2015.

IPCC. **Climate Change 2014: Synthesis Report**. Contribution of Working Groups I, II and III to the Fifth Assessment Report of the Intergovernmental Panel on Climate Change [Core Writing Team, R.K. Pachauri and L.A. Meyer (eds.)]. Geneva, Switzerland, 2015. 151 p. Disponível em: <http://ar5-syr.ipcc.ch/ipcc/ipcc/resources/pdf/IPCC_SynthesisReport.pdf>. Acesso em: 18 de fevereiro de 2016.

IRIE, H. Resonant switches in common equivalent circuit of dc/dc converters. **Proceedings of the IEEJ IPEC**, p. 362–368, 1991.

KASPER, M.; BORTIS, D.; KOLAR, J. Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated DC-DC converter concepts. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 5, p. 2511–2526, May 2014. ISSN 0885-8993.

KHAN, O.; XIAO, W. Review and qualitative analysis of submodule-level distributed power electronic solutions in PV power systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 76, p. 516 – 528, 2017. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117304094>>.

KIM, K. A.; SHENOY, P. S.; KREIN, P. T. Converter rating analysis for photovoltaic differential power processing systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 4, p. 1987–1997, April 2015. ISSN 0885-8993.

KJAER, S. B. **Design and Control of an Inverter for Photovoltaic Applications**. 2005. 228 p. Tese (Doctor of Philosophy in Electrical Engineering.) — Aalborg Universitet: Institut for Energiteknik, Aalborg, Denmark, 2005.

KJAER, S. B. Evaluation of the “hill climbing” and the “incremental conductance” maximum power point trackers for photovoltaic power systems. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 27, n. 4, p. 922–929, Dec 2012. ISSN 0885-8969.

- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; 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, Sept 2005. ISSN 0093-9994.
- KOLAR, J. W. et al. Pwm converter power density barriers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 128, n. 4, p. 468–480, Jan 2008. ISSN 0093-9994.
- KUTKUT, N.; DIVAN, D. Dynamic equalization techniques for series battery stacks. In: **18th International Telecommunications Energy Conference, 1996. INTELEC '96**. [S.l.: s.n.], 1996. p. 514–521.
- LANDSMAN, E. E. A unifying derivation of switching dc-dc converter topologies. In: **IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1979**. [S.l.: s.n.], 1979. p. 239–243. ISSN 0275-9306.
- LEE, Y.-S.; CHENG, M.-W. Intelligent control battery equalization for series connected lithium-ion battery strings. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 5, p. 1297–1307, Oct 2005. ISSN 0278-0046.
- LOERA-PALOMO, R.; MORALES-SALDAÑA, J. A.; PALACIOS-HERNÁNDEZ, E. Quadratic step-down dc-dc converters based on reduced redundant power processing approach. **IET Power Electronics**, v. 6, n. 1, p. 136–145, Jan 2013. ISSN 1755-4535.
- LUO, F. L.; YE, H. Small signal analysis of energy factor and mathematical modeling for power DC-DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 1, p. 69–79, Jan 2007. ISSN 0885-8993.
- MAGNETICS INC. Pittsburgh, PA, 2017. Disponível em: <<https://www.mag-inc.com/Design/Design-Tools/Inductor-Design>>. Acesso em: 30 de agosto de 2017.
- MENG, T. et al. Analysis and design of an input-series two-transistor forward converter for high-input voltage multiple-output applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 1, p. 270–279, Jan 2018. ISSN 0278-0046.
- MIN, B.-D. et al. A new topology with high efficiency throughout all load range for photovoltaic PCS. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 11, p. 4427–4435, Nov 2009. ISSN 0278-0046.
- MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. **Matriz Energética Nacional 2030**. Brasil, 2007. 254 p. Disponível em: <http://www.mme.gov.br/spe/galerias/arquivos/Publicacoes/matriz_energetica_nacional_2030/MatrizEnergeticaNacional2030.pdf>. Acesso em: 01 de julho de 2015.
- MOREIRA, P. F. **Setor Elétrico Brasileiro e a Sustentabilidade no Século 21: Oportunidades e Desafios**. 2. ed. Brasília, DF, Brazil: Rios Internacionais, 2012. 91 p. Disponível em: <http://www.internationalrivers.org/files/attached-files/o_setor_eletrico_brasileiro_e_a_sustentabilidade_no_sec_21-oportunidades_e_desafios_-pdf_leve.pdf>. Acesso em: 22 de fevereiro de 2016.

NATIONAL RENEWABLE ENERGY LABORATORY (NREL). **Residential, Commercial, and Utility-Scale Photovoltaic (PV) System Prices in the United States: Current Drivers and Cost-Reduction Opportunities**. Golden, CO, 2012. Disponível em: <www.nrel.gov/docs/fy12osti/53347.pdf>. Acesso em: 29 de julho de 2015.

OLALLA, C. et al. Performance of power-limited differential power processing architectures in mismatched PV systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 2, p. 618–631, Feb 2015. ISSN 0885-8993.

PAGE, C. H. Reactive power in nonsinusoidal situations. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 29, n. 4, p. 420–423, Dec 1980. ISSN 0018-9456.

PARAVALOS, C. et al. Optimal design of photovoltaic systems using high time-resolution meteorological data. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 10, n. 4, p. 2270–2279, Nov 2014. ISSN 1551-3203.

PETERSEN, L.; ANDERSEN, M. Two-stage power factor corrected power supplies: the low component-stress approach. In: **APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1195–1201 vol.2.

QIN, S. **Sub-module differential power processing for photovoltaic applications**. 2014. 166 p. Tese (Master of Science in Electrical and Computer Engineering) — University of Illinois, Urbana, Illinois, 2014.

RENEWABLE ENERGY POLICY NETWORK FOR THE 21ST CENTURY. **Renewables Global Futures Report 2013**. Paris, 2013. 76 p. Disponível em: <http://www.ren21.net/Portals/0/documents/activities/gfr/REN21_GFR_2013.pdf>. Acesso em: 01 de julho de 2015.

_____. **Renewables Global Status Report 2017**. Paris, 2017. 302 p. Disponível em: <http://www.ren21.net/wp-content/uploads/2017/06/17-8399_GSR_2017_Full_Report_0621_Opt.pdf>. Acesso em: 29 de junho de 2017.

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, July 2008. ISSN 0278-0046.

SAGAN, C. **Cosmos**. [S.l.]: Random House, 1980. ISBN 9780375508325.

SCHAEF, C.; STAUTH, J. Multilevel power point tracking for partial power processing photovoltaic converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 4, p. 859–869, Dec 2014. ISSN 2168-6777.

SCHMIDT, J. C. M. **Análise e Metodologia de Projeto de Conversores CC–CC Isolados com Comutação Sob Tensão Nula: Ponte-Completa e Duplo Meia-Ponte**. 184 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2017.

SCHUTTE, G. R. **Energia e desenvolvimento sustentável no Brasil**. 2014. Disponível em: <<http://library.fes.de/pdf-files/bueros/brasilien/10976.pdf>>.

SERVETAS, E.; VLACHAKIS, A. A new ac voltage regulator using thyristors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation**, IECI-28, n. 2, p. 140–145, May 1981. ISSN 0018-9421.

SHENOY, P. et al. Differential power processing for increased energy production and reliability of photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2968–2979, June 2013. ISSN 0885-8993.

SHI, Z.; CHENG, K. W. E.; HO, S. L. Boundary condition analysis for cuk, SEPIC and zeta converters using energy factor concept. **Journal of Circuits, Systems, and Computers**, v. 22, n. 1, 2013. ISSN 0218-1266. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1142/S0218126612500673>>.

SHIMIZU, T. et al. Generation control circuit for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, n. 3, p. 293–300, May 2001. ISSN 0885-8993.

SHOUSA, M. et al. Assisting converter based integrated battery management system for automotive applications. In: **International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of PCIM Europe 2015**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–8.

_____. Design and implementation of assisting converter based integrated battery management system for electromobility applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 2168-6777.

SNYMAN, D. B.; ENSLIN, J. H. R. Analysis and experimental evaluation of a new mppt converter topology for pv installations. In: **Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation**. [S.l.: s.n.], 1992. p. 542–547 vol.1.

SOUZA, K. C. A. de. **Estudo e otimização de conversores estáticos utilizados em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica comercial**. 2009. 288 f. Tese (Doutorado em engenharia elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.

SPIAZZI, G. Reduced redundant power processing concept: A reexamination. In: **2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8.

- STEIGERWALD, R. B. et al. **DC to DC Power Converters and Methods of Controlling the Same**. US Patent 8,330,299 B2, 2012. Disponível em: <<http://www.google.com/patents/US8330299>>.
- SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 4, n. 1, p. 89–98, Jan 2013. ISSN 1949-3029.
- SUNTIO, T.; KUPERMAN, A. Comments on “an efficient partial power processing dc/dc converter for distributed pv architectures”; **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 4, p. 2372–2372, April 2015. ISSN 0885-8993.
- TELLEGEN, B. D. H. A general network theorem, with applications. **Philips Research Reports**, v. 7, p. 259–269, 1952.
- TSE, C. K.; CHOW, M. H. L.; CHEUNG, M. K. H. A family of pfc voltage regulator configurations with reduced redundant power processing. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, n. 6, p. 794–802, Nov 2001. ISSN 0885-8993.
- VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, May 2009. ISSN 0885-8993.
- WORLD BANK. **Financing for Development: Post-2015**. Washington, DC, 2013. 54 p. Disponível em: <<https://www.worldbank.org/content/dam/Worldbank/document/Poverty%20documents/WB-PREM%20financing-for-development-pub-10-11-13web.pdf>>. Acesso em: 15 de fevereiro de 2016.
- WU, B. et al. A new hybrid boosting converter for renewable energy applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 2, p. 1203–1215, Feb 2016. ISSN 0885-8993.
- XU, C. D. et al. Theoretical modelling of the storage energy envelope of high frequency ac reactive components to predict chaos boundary. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 6, p. 938–946, 2015. ISSN 1755-4535.
- YUAN, B. et al. A new architecture for high efficiency maximum power point tracking in grid-connected photovoltaic system. In: **2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2117–2121.
- ZANATTA, C. **Análise Teórica e Experimental do Comportamento de Grandes e Pequenos Sinais e Desenvolvimento de um Novo Modelo Dinâmico de Pequenos Sinais do Conversor ZVS–PSM–FB**. 118 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.
- ZAPATA, J. W. et al. Partial power dc-dc converter for photovoltaic microinverters. In: **IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 6740–6745.

ZHAO, J.; YEATES, K.; HAN, Y. Analysis of high efficiency dc/dc converter processing partial input/output power. In: **IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–8. ISSN 1093-5142.

ZHAO, J.; ZHOU, H.; HAN, Y. Design of module-integrated converters for photovoltaic strings. In: **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1947–1953.

ZHOU, H.; ZHAO, J.; HAN, Y. PV balancers: Concept, architectures, and realization. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 7, p. 3479–3487, July 2015. ISSN 0885-8993.

APÊNDICES

Apêndice A – MODELOS ANALÍTICOS DA POTÊNCIA NÃO-ATIVA NOS CONVERSORES ESTUDADOS

Este apêndice apresenta a dedução das equações para o cálculo analítico da potência não-ativa processada nas topologias estudadas nesta tese, para o caso de operação em CCM.

A.1 Conceitos básicos

A.1.1 Potência não-ativa nos elementos de filtro

Define-se a variação de energia em um componente armazenador (ΔE) como sendo

$$\Delta E = \frac{1}{2} \int_0^{T_S} |w| dt, \quad (\text{A.1})$$

onde $|w|$ é a variação instantânea da energia armazenada no componente (na forma de campo elétrico ou campo magnético). Em um período T_S cada elemento carrega e descarrega, e variação total de energia é definida como a metade do total. Aplicando o procedimento apresentado nas Seções 4.2.1.1 e 4.2.1.2, o qual utiliza a aproximação de pequenas ondulações que considera as formas de onda de corrente nos indutores e tensão nos capacitores como sendo perfeitamente triangulares, obtém-se (4.14) e (4.16), que são as expressões básicas do cálculo analítico da potência não-ativa por meio de:

$$N = \frac{2 \Delta E}{T_S}. \quad (\text{A.2})$$

Estes modelos são válidos apenas para operação em regime permanente para sistemas de primeira ordem, devido ao uso da aproximação de pequenas ondulações.

A.1.2 Potência não-ativa na entrada e saída do conversor

A potência não ativa da entrada do conversor pode ser calculada de duas formas: pela equação da potência não-ativa, $N_{in} = \sqrt{S_{in}^2 - P_{in}^2}$, ou considerando-se que há um elemento de filtro na entrada e calculando a potência não-ativa processada por este elemento de filtro. Neste apêndice, a potência não-ativa de entrada é calculada analiticamente considerando-se que há um capacitor de filtro na entrada, e a sua potência não-ativa é calculada da mesma forma por (4.16).

A potência não-ativa na saída do conversor é dependente da carga e pode ser calculada da mesma forma que a potência não-ativa da entrada. Nas análises apresentadas neste trabalho, a carga é considerada puramente resistiva, logo a potência não-ativa da saída do conversor é zero.

A.1.3 Potência não-ativa total

A potência não ativa total no conversor é calculada como sendo a soma das potências não-ativas de entrada, de saída e nos elementos de armazenamento, ou seja,

$$N_{total} = N_{in} + N_{int} + N_{out}. \quad (\text{A.3})$$

A.2 Conversor *boost* convencional

A.2.1 Potência não-ativa no indutor

Pela equação da ondulação de corrente no indutor do conversor *boost*,

$$\Delta i_L = \frac{d V_{in} T_S}{L} \quad (\text{A.4})$$

e considerando-se a aproximação de pequenas ondulações, obtém-se

$$\Delta E_L = L \bar{i}_L \Delta i_L = \cancel{L} \bar{i}_L \frac{d V_{in} T_S}{\cancel{L}} = \bar{i}_L d V_{in} T_S. \quad (\text{A.5})$$

Sendo $\bar{i}_L = I_{in}$ e $P_{in} = V_{in} I_{in}$, obtém-se (A.6) e (A.7).

$$\Delta E_L = P_{in} d T_S. \quad (\text{A.6})$$

$$N_L = 2 P_{in} d. \quad (\text{A.7})$$

A.2.2 Potência não-ativa na entrada

Como a corrente no indutor do conversor *boost* é considerada constante pela aproximação de pequenas ondulações, então a variação de corrente no capacitor de entrada ($\Delta E_{C_{in}}$) é considerada igual a zero, assim como a potência não-ativa de entrada.

A.2.3 Potência não-ativa no capacitor de saída

A partir da equação de ondulação de tensão no capacitor de saída do conversor *boost*,

$$\Delta v_{C_{out}} = \frac{d I_{out} T_S}{C_{out}}, \quad (\text{A.8})$$

e considerando-se a aproximação de pequenas ondulações, temos

$$\Delta E_{C_{out}} = C_{out} \overline{v_{C_{out}}} \Delta v_{C_{out}} = \cancel{C_{out}} \overline{v_{C_{out}}} \frac{d I_{out} T_S}{\cancel{C_{out}}} = \overline{v_{C_{out}}} d I_{out} T_S. \quad (\text{A.9})$$

Considerando-se $\overline{v_{C_{out}}} = V_{out}$, $P_{out} = V_{out} I_{out}$ e $P_{out} = P_{in}$, obtém-se (A.10) e (A.11).

$$\Delta E_{C_{out}} = P_{in} d T_S. \quad (\text{A.10})$$

$$N_{C_{out}} = 2 P_{in} d. \quad (\text{A.11})$$

A.3 Conversor *buck-boost* S-PPC

A.3.1 Potência não-ativa no indutor

Pela equação de ondulação de corrente no indutor do conversor *buck-boost* S-PPC,

$$\Delta i_L = \frac{d V_{in} T_S}{L}, \quad (\text{A.12})$$

e considerando-se a aproximação de pequenas ondulações, obtém-se

$$\Delta E_L = L \overline{i_L} \Delta i_L = \cancel{L} \overline{i_L} \frac{d V_{in} T_S}{\cancel{L}} = \overline{i_L} d V_{in} T_S. \quad (\text{A.13})$$

Sendo $\overline{i_L} = I_{in}$ e $P_{in} = V_{in} I_{in}$, obtém-se (A.14) e (A.15).

$$\Delta E_L = P_{in} d T_S. \quad (\text{A.14})$$

$$N_L = 2 P_{in} d. \quad (\text{A.15})$$

A.3.2 Potência não-ativa no capacitor de saída

A partir da equação de ondulação de tensão no capacitor de saída do conversor *buck-boost* S-PPC,

$$\Delta v_{C_{out}} = \frac{d I_{out} T_S}{C_{out}}, \quad (\text{A.16})$$

e considerando-se a aproximação de pequenas ondulações, obtém-se

$$\Delta E_{C_{out}} = C_{out} \overline{v_{C_{out}}} \Delta v_{C_{out}} = \cancel{C_{out}} \overline{v_{C_{out}}} \frac{d I_{out} T_S}{\cancel{C_{out}}} = \overline{v_{C_{out}}} d I_{out} T_S. \quad (\text{A.17})$$

Sendo $\overline{v_{C_{out}}} = V_{out} - V_{in}$, e considerando-se que $P_{out} = P_{in}$, encontra-se $\Delta E_{C_{out}}$ por (A.18) e $N_{C_{out}}$ em (A.19).

$$\begin{aligned} \Delta E_{C_{out}} &= (V_{out} - V_{in}) I_{out} d T_S \\ &= V_{out} I_{out} d T_S - V_{in} I_{out} d T_S \\ &= P_{out} d T_S - V_{in} (I_{in} (1 - d)) d T_S \\ &= P_{in} d T_S - P_{in} (1 - d) d T_S \\ &= P_{in} d (1 - (1 - d)) T_S \\ &= P_{in} d^2 T_S. \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

$$N_{C_{out}} = 2 P_{in} d^2. \quad (\text{A.19})$$

A.3.3 Potência não-ativa na entrada

A as discontinuidades da corrente na entrada do conversor *buck-boost* S-PPC apresentam a potência não-ativa de entrada. Para calcular analiticamente essa potência não-ativa de entrada, considera-se que há um capacitor fictício na entrada filtrando toda a potência não-ativa. A variação da energia este capacitor ($\Delta E_{C_{in}}$) revela a potência não-ativa neste capacitor ($N_{C_{in}}$), a qual representa o valor da potência não-ativa na entrada (N_{in}).

Empregando-se 4.7, e considerando a etapa de condução do diodo (chave aberta), tem-se,

$$\Delta v_{C_{in}} = \int_{dT_S}^{T_S} |v_C(t) i_C(t)| dt. \quad (\text{A.20})$$

Sendo $i_C = i_{in_{conv}} - i_S$, $v_{C_{in}} = V_{in}$ e $i_S = 0$, então

$$\begin{aligned} \Delta E_{C_{in}} &= \int_{dT_S}^{T_S} |v_{C_{in}} (i_{in_{conv}} - i_S)| dt \\ &= \int_{dT_S}^{T_S} |V_{in} I_{in_{conv}}| dt \\ &= V_{in} I_{in_{conv}} (1 - d) T_S. \end{aligned} \quad (\text{A.21})$$

Sendo $P_C = V_{in} I_{in_{conv}}$, $d = \frac{P_C}{P_{out}}$, e considerando-se $P_{out} = P_{in}$, então $P_C = P_{in} d$,

$$\begin{aligned} \Delta E_{C_{in}} &= P_C (1 - d) T_S \\ &= P_{in} d (1 - d) T_S \\ &= P_{in} (d - d^2) T_S. \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

Logo, a potência não-ativa de entrada é

$$N_{in} = 2 P_{in} (d - d^2). \quad (\text{A.23})$$

A.4 Conversor *flyback* S-PPC

A.4.1 Potência não-ativa no indutor

Pela equação de ondulação de corrente no indutor do conversor *flyback* S-PPC,

$$\Delta i_L = \frac{d V_{in} T_S}{L}, \quad (\text{A.24})$$

e considerando-se a aproximação de pequenas ondulações, obtém-se

$$\Delta E_L = L \bar{i}_L \Delta i_L = \cancel{L} \bar{i}_L \frac{d V_{in} T_S}{\cancel{L}} = \bar{i}_L d V_{in} T_S. \quad (\text{A.25})$$

Sendo ($\bar{i}_L = \frac{n}{1-d} I_{out}$) e considerando-se que ($I_{out} = P_{out}/V_{out}$), obtém-se (A.26) e (A.27).

$$\Delta E_L = \frac{n d}{1 - d} I_{out} V_{in} T_S. \quad (\text{A.26})$$

$$\Delta E_L = \frac{n d}{1-d} \frac{P_{out}}{V_{out}} V_{in} T_S. \quad (\text{A.27})$$

Considerando-se o ganho estático do conversor *flyback* S-PPC $\left(\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{nd}{1-d} + 1\right)$ e que $P_{out} = P_{in}$, obtém-se

$$\Delta E_L = P_{in} \frac{nd}{(1-d)} \left(\frac{1}{\frac{nd}{(1-d)} + 1} \right) T_S. \quad (\text{A.28})$$

Simplificando, tem-se (A.29).

$$\Delta E_L = P_{in} \left(\frac{1}{1 + \frac{(1-d)}{nd}} \right) T_S. \quad (\text{A.29})$$

A potência não-ativa no indutor do conversor *flyback* S-PPC é então calculada por (A.30).

$$N_L = 2 P_{in} \left(\frac{1}{1 + \frac{(1-d)}{nd}} \right). \quad (\text{A.30})$$

A.4.2 Potência não-ativa no capacitor de saída

A partir da equação de ondulação de tensão no capacitor de saída do conversor *flyback* S-PPC,

$$\Delta v_{C_{out}} = \frac{d I_{out} T_S}{C_{out}}, \quad (\text{A.31})$$

e considerando-se a aproximação de pequenas ondulações e que $(\overline{v_{C_{out}}} = V_{out} - V_{in})$, obtém-se

$$\Delta E_{C_{out}} = C_{out} \overline{v_{C_{out}}} \Delta v_{C_{out}} = \cancel{C_{out}} \overline{v_{C_{out}}} \frac{d I_{out} T_S}{\cancel{C_{out}}} = (V_{out} - V_{in}) d I_{out} T_S. \quad (\text{A.32})$$

Considerando-se o ganho estático do conversor *flyback* S-PPC $\left(\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{nd}{1-d} + 1\right)$, encontra-se

$$\Delta E_{C_{out}} = \left(1 - \frac{1}{\frac{nd}{(1-d)} + 1} \right) d V_{out} I_{out} T_S. \quad (\text{A.33})$$

Considerando $P_{out} = P_{in}$ e simplificando, obtemos

$$\Delta E_{C_{out}} = \left(\frac{nd^2}{nd - d + 1} \right) P_{in} T_S. \quad (\text{A.34})$$

E a potência não-ativa é então calculada por (A.35).

$$N_{C_{out}} = 2 P_{in} \left(\frac{n d^2}{n d - d + 1} \right). \quad (\text{A.35})$$

A.4.3 Potência não-ativa na entrada

A forma de onda pulsada de corrente na entrada do conversor *flyback* S-PPC representa a potência não-ativa de entrada. Para calcular analiticamente essa potência não-ativa de entrada, considera-se que há um capacitor fictício na entrada filtrando toda a potência não-ativa. A potência não-ativa neste capacitor representa o valor da potência não-ativa na entrada (N_{in}).

Seguindo o mesmo procedimento utilizado em (A.20) e (A.21) para o conversor *buck-boost* S-PPC, encontra-se

$$\Delta E_{C_{in}} = V_{in} I_{in_{conv}} (1 - d) T_S. \quad (\text{A.36})$$

Sendo $i_{in_{conv}} = \frac{n d}{(1-d)} I_{out}$, então

$$\Delta E_{C_{in}} = V_{in} I_{out} \frac{n d}{(1-d)} (1-d) T_S. \quad (\text{A.37})$$

Considerando-se $P_{out} = P_{in}$ e $I_{out} = P_{out}/V_{out}$,

$$\Delta E_{C_{in}} = V_{in} \frac{P_{in}}{V_{out}} n d T_S. \quad (\text{A.38})$$

Substituindo a equação do ganho estático do conversor e simplificando obtém-se

$$\Delta E_{C_{in}} = P_{in} \frac{n d}{\left(\frac{n d}{(1-d)}\right) + 1} T_S. \quad (\text{A.39})$$

Logo, a potência não-ativa de entrada é

$$N_{in} = 2 P_{in} \frac{n d}{\left(\frac{n d}{(1-d)}\right) + 1}. \quad (\text{A.40})$$

A.5 Conversor *forward* S-PPC

A.5.1 Potência não-ativa no indutor

Considerando a variação da energia no indutor (ΔE_L) durante a etapa de roda livre, ou seja,

$$\Delta E_L = \int_{dT_S}^{T_S} |v_L i_L| dt. \quad (\text{A.41})$$

A aproximação de pequenas ondulações considera a tensão no capacitor de saída constante, assim, durante a etapa de roda livre, pode-se considerar $v_L = -V_C$. Considerando-se também que $\bar{I}_L = I_{out}$, obtém-se,

$$\Delta E_L = \int_{dT_S}^{T_S} |-V_C I_{out}| dt = V_C I_{out} (1 - d) T_S. \quad (\text{A.42})$$

Pela equação do ganho estático do conversor *forward* S-PPC, $V_C/V_{in} = n d$, e considerando $I_{out} = P_{out}/V_{out}$, e $P_{out} = P_{in}$, então,

$$\Delta E_L = \frac{P_{out}}{V_{out}} V_{in} n d (1 - d) T_S = P_{in} \frac{V_{in}}{V_{out}} n d (1 - d) T_S. \quad (\text{A.43})$$

Substituindo novamente a equação do ganho estático do conversor, tem-se (A.44) e (A.45).

$$\Delta E_L = P_{in} \frac{n d (1 - d)}{n d + 1} T_S. \quad (\text{A.44})$$

$$N_L = 2 P_{in} \frac{n d (1 - d)}{n d + 1}. \quad (\text{A.45})$$

A.5.2 Potência não-ativa no capacitor de saída

A aproximação de pequenas ondulações no filtro LC da saída do conversor considera a ondulação da corrente no indutor como sendo perfeitamente triangular e a ondulação da tensão no capacitor de saída como sendo nula, fazendo com que o termo de segunda ordem

do filtro seja anulado. Assim, a potência não-ativa no capacitor C_{out} é aproximadamente zero, ou seja, $\Delta E_{C_{out}} \cong 0$ e $N_{C_{out}} \cong 0$.

A.5.3 Potência não-ativa na entrada

Assim como nos outros conversores S-PPC analisados anteriormente, as discontinuidades da corrente na entrada do conversor *forward* S-PPC representam a potência não-ativa de entrada. Para calcular analiticamente essa potência não-ativa de entrada, também se considera que há um capacitor fictício na entrada filtrando toda a potência não-ativa. A potência não-ativa neste capacitor ($N_{C_{in}}$) representa o valor da potência não-ativa na entrada (N_{in}).

Considerando o intervalo de tempo em que a chave não-conduz (roda livre), tem-se

$$\Delta E_{C_{in}} = \int_{dT_S}^{T_S} |v_{C_{in}} i_{C_{in}}| dt. \quad (\text{A.46})$$

Sendo $v_{C_{in}} = V_{in}$ e $i_{C_{in}} = \overline{I_{inconv}}$, então

$$\Delta E_{C_{in}} = \int_{dT_S}^{T_S} |V_{in} \overline{I_{inconv}}| dt = V_{in} I_{inconv} (1 - d) T_S. \quad (\text{A.47})$$

Sendo $I_{inconv} = I_{Smed} = n d \overline{I_L}$, onde $\overline{I_L} = I_{out}$, então

$$\Delta E_{C_{in}} = V_{in} I_{out} n d (1 - d) T_S. \quad (\text{A.48})$$

Considerando $I_{out} = P_{out}/V_{out}$, e $P_{out} = P_{in}$, logo

$$\Delta E_{C_{in}} = P_{in} \frac{V_{in}}{V_{out}} n d (1 - d) T_S. \quad (\text{A.49})$$

E substituindo o ganho do conversor *forward* S-PPC, tem-se (A.50) e (A.51).

$$\Delta E_{C_{in}} = P_{in} \frac{n d (1 - d)}{n d + 1} T_S. \quad (\text{A.50})$$

$$N_{in} = 2 P_{in} \frac{n d (1 - d)}{n d + 1}. \quad (\text{A.51})$$

A.6 Conversor *full-bridge* S-PPC

Devido à característica de filtro LC na saída, o comportamento da potência não-ativa no conversor *full-bridge* S-PPC é muito semelhante a do conversor *forward* S-PPC.

No conversor *full-bridge* a operação do transformador em dois quadrantes possibilita a operação sem limitações de razão cíclica, e o filtro LC do conversor opera com uma frequência igual ao dobro da frequência de operação das chaves, assim como a forma de onda da corrente de entrada que resulta na potência não-ativa na entrada. A modelagem analítica revela que, para os mesmos valores de relação de espiras no transformador (n) e razão cíclica, ambos conversores (*forward* e *full-bridge S-PPC*) apresentam o mesmo valor de potência não-ativa. No entanto, devido à maior razão cíclica, o processamento de potência não-ativa no conversor *full-bridge S-PPC* é menor do que no conversor *forward PAPP*, além da possibilidade de ser projetado com valores menores de relação des espiras para um mesmo ganho de tensão.

No conversor *full-bridge S-PPC*, a frequência vista pelo filtro LC (f_{SS}) é igual ao dobro da frequência de comutação das chaves do primário, ou seja, $f_{SS} = 2 f_S$, e seu período $T_{SS} = T_S/2$.

A.6.1 Potência não-ativa no indutor

A partir da equação de ondulação de corrente no indutor (A.52), e considerando-se que $\bar{i}_L = I_{out} = P_{out}/V_{out}$ e o ganho do conversor, $V_C/V_{in} = n d$, obtém-se (A.53).

$$\Delta i_L = \frac{V_C (1-d) T_{SS}}{L}. \quad (\text{A.52})$$

$$\Delta E_L = L \bar{i}_L \Delta i_L = \cancel{L} \bar{i}_L \frac{V_C (1-d) T_{SS}}{\cancel{L}} = \frac{P_{out}}{V_{out}} V_{in} n d T_{SS}. \quad (\text{A.53})$$

Considerando-se que $V_{out}/V_{in} = n d + 1$, e que $P_{out} = P_{in}$, obtém-se (A.54) e (A.55).

$$\Delta E_L = P_{in} \frac{n d (1-d)}{n d + 1} T_{SS}. \quad (\text{A.54})$$

$$N_L = 2 \frac{\Delta E_L}{T_{SS}} = 4 \frac{\Delta E_L}{T_S} = 2 P_{in} \frac{n d (1-d)}{n d + 1}. \quad (\text{A.55})$$

A.6.2 Potência não-ativa no capacitor de saída

Assim como no conversor *forward S-PPC*, a aproximação de pequenas ondulações no filtro LC da saída do conversor considera a ondulação da corrente no indutor como sendo perfeitamente triangular e a ondulação da tensão no capacitor de saída como sendo

nula, fazendo com que o termo de segunda ordem do filtro seja anulado. Assim, a potência não-ativa no capacitor C_{out} é aproximadamente zero, ou seja, $\Delta E_{C_{out}} \cong 0$ e $N_{C_{out}} \cong 0$.

A.6.3 Potência não-ativa na entrada

As descontinuidades da corrente na entrada do conversor *full-bridge* S-PPC representam a potência não-ativa de entrada. Para calcular analiticamente essa potência não-ativa de entrada, também se considera que há um capacitor fictício na entrada filtrando toda a potência não-ativa. A potência não-ativa neste capacitor ($N_{C_{in}}$) representa o valor da potência não-ativa na entrada (N_{in}).

Em cada período de comutação das chaves do primário, ocorrem duas cargas e descargas no capacitor fictício de entrada, cuja variação da energia ($\Delta E_{C_{in}}$) pode ser calculada como

$$\Delta E_{C_{in}} = \int_0^{dT_{SS}} |v_{C_{in}} i_{C_{in}}| dt = \int_{dT_{SS}}^{T_{SS}} |v_{C_{in}} i_{C_{in}}| dt. \quad (\text{A.56})$$

Considerando o intervalo entre dT_{SS} e T_{SS} , em que pode-se considerar $v_{C_{in}} = V_{in}$ e $i_{C_{in}} = \overline{I_{inconv}}$, tem-se que

$$\Delta E_{C_{in}} = \int_{dT_S}^{T_S} |V_{in} \overline{I_{inconv}}| dt. \quad (\text{A.57})$$

Sendo $\overline{I_{inconv}} = n d I_{out}$ e $T_{SS} = T_S/2$, obtém-se

$$\Delta E_{C_{in}} = V_{in} I_{out} n d (1 - d) \frac{T_S}{2}. \quad (\text{A.58})$$

Considerando $I_{out} = P_{out}/V_{out}$, e $P_{out} = P_{in}$, logo

$$\Delta E_{C_{in}} = P_{in} \frac{V_{in}}{V_{out}} n d (1 - d) \frac{T_S}{2}. \quad (\text{A.59})$$

Substituindo na equação do ganho estático, $V_{out}/V_{in} = n d + 1$, obtém-se (A.60) e (A.61).

$$\Delta E_{C_{in}} = P_{in} \frac{n d (1 - d)}{n d + 1} \frac{T_S}{2}. \quad (\text{A.60})$$

$$N_{in} = 2 \frac{\Delta E_{C_{in}}}{T_{SS}} = 4 \frac{\Delta E_{C_{in}}}{T_S} = 2 P_{in} \frac{n d (1 - d)}{n d + 1}. \quad (\text{A.61})$$

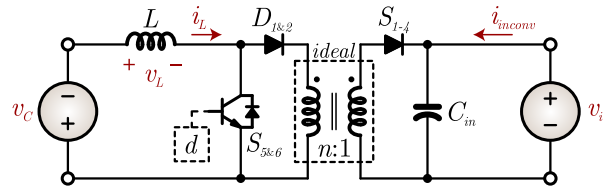
A.7 Conversor *full-bridge* / *push-pull* S-PPC operando em modo *push-pull*

O conversor FB/PP possui dois modos de operação, e em cada modo de operação o comportamento do circuito é diferente. No modo de operação como elevador de tensão (*full-bridge*), as chaves S_5 e S_6 permanecem acionadas, e o funcionamento do circuito é idêntico ao conversor *full-bridge* S-PPC, e portanto, os modelos analíticos da potência não-ativa são os mesmos do conversor *full-bridge* S-PPC.

No modo de operação como abaixador de tensão (*push-pull*), o circuito regulador funciona como um conversor *push-pull* invertido alimentado em corrente, cujos modelos analíticos são apresentados nesta seção.

Para fins de simplificação da modelagem, a etapa *push-pull* é considerada como a operação de um conversor *boost* com um transformador ideal $n : 1$, conforme apresentado na Figura A.1. Assim como no conversor *boost*, a razão cíclica (d) é a etapa de carga do indutor, onde $S_{5\&6}$ está acionada. Neste modelo simplificado, a magnetização do transformador é desprezada e sua indutância é considerada infinita.

Figura A.1 – Diagrama esquemático do circuito simplificado da etapa de operação *push-pull* em corrente com indicação das variáveis utilizadas na modelagem.



A frequência vista pelos filtros (f_{SS}) é igual ao dobro da frequência de comutação das chaves S_5 e S_6 , ou seja, $f_{SS} = 2 f_S$, e seu período $T_{SS} = T_S/2$.

A.7.1 Potência não-ativa no indutor

A partir da equação de ondulação de corrente no indutor (A.62), da aproximação (A.63), e do ganho estático do conversor, obtém-se (A.64).

$$\Delta i_L = \frac{V_C d T_{SS}}{L}. \quad (\text{A.62})$$

$$\Delta E_L = L \bar{i}_L \Delta i_L = P_{in} \left(\frac{n d^2 - n d}{1 - n + n d} \right) T_{SS}. \quad (\text{A.63})$$

$$N_L = 2 \frac{\Delta E_L}{T_{SS}} = 4 \frac{\Delta E_L}{T_S} = 2 P_{in} \left(\frac{n d^2 - n d}{1 - n + n d} \right). \quad (\text{A.64})$$

A.7.2 Potência não-ativa no capacitor

A aproximação de pequenas ondulações no filtro LC da saída do conversor considera a ondulação da corrente no indutor como sendo perfeitamente triangular e a ondulação da tensão no capacitor de saída como sendo nula, fazendo com que o termo de segunda ordem do filtro seja anulado. Assim, a potência não-ativa no capacitor C_{out} é aproximadamente zero, ou seja, $\Delta E_{C_{out}} \cong 0$ e $N_{C_{out}} \cong 0$.

A.7.3 Potência não-ativa na entrada

A potência não ativa de entrada do modo de operação *push-pull* pode ser considerada como sendo a potência não-ativa processada pelo capacitor fictício de entrada C_{in} apresentado na Figura A.1, partindo da aproximação de pequenas ondulações que considera que este capacitor é capaz filtrar toda a energia não-ativa da entrada.

Considerando-se o ripple no capacitor dado por (A.65), e o ganho estático do conversor, calcula-se (A.66).

$$\Delta v_{C_{in}} = \frac{I_{inconv} d T_{SS}}{C_{in}}. \quad (\text{A.65})$$

$$\Delta E_{C_{in}} = C_{in} \overline{v_{C_{in}}} \Delta v_{C_{in}} = P_{in} \left(\frac{n d^2 - n d}{n d - n + 1} \right) T_{SS}. \quad (\text{A.66})$$

Assim, encontra-se a potência não-ativa de entrada.

$$N_{in} = 2 \frac{\Delta E_{in}}{T_{SS}} = 4 \frac{\Delta E_{in}}{T_S} = 2 P_{in} \left(\frac{n d^2 - n d}{n d - n + 1} \right). \quad (\text{A.67})$$

Apêndice B – MODELOS MATEMÁTICOS PARA SIMULAÇÃO NUMÉRICA DOS CONVERSORES

Este apêndice apresenta os modelos ideais de grandes sinais dos conversores estudados nesta tese representados em espaço de estados, e sua discretização. O resultado são equações no domínio de tempo discreto as quais são utilizadas em rotinas de um software de computação numérica para realizar a simulação do funcionamento dos conversores sem a necessidade de utilização de um software de simulação específico para circuitos eletrônicos. Neste trabalho, o software utilizado foi o MATLAB[®], e a vantagem da implementação da simulação numérica é a maior flexibilidade, permitindo fazer simulações com varreduras de diversos parâmetros do conversor, como por exemplo, a tensão de entrada e a relação de espiras do transformador, as quais foram empregadas nas análises apresentadas na Seção 5.

Esta modelagem pode ser utilizada também para obtenção do modelo médio e dos modelos linearizados para pequenas perturbações, utilizados geralmente para fins de controle dos conversores, mas que não foram abordados neste trabalho.

O modelo de espaço de estados é definido por (B.1), onde a matriz x representa as variáveis de estados do sistema, a matriz u representa as variáveis de entrada, e a matriz y as variáveis de saída do sistema. As matrizes **A**, **B**, **C** e **D** representam as características e os parâmetros da planta.

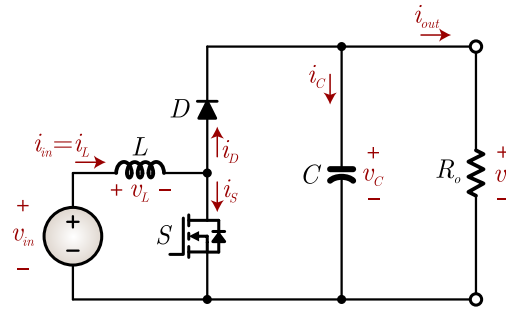
$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A} x + \mathbf{B} u \\ y = \mathbf{C} x + \mathbf{D} u \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

B.1 Conversor *boost* convencional (CCM)

O diagrama esquemático do conversor *boost* convencional, indicando as variáveis utilizadas na modelagem, é apresentado na Figura B.1. Nestes modelos, a carga é considerada como uma resistência fixa R_o e o arranjo de painéis PV juntamente com seu filtro capacitivo é considerado uma fonte de tensão ideal v_{in} .

A variável de entrada do sistema é v_{in} , as variáveis de saída são v_{out} e i_{in} , e as variáveis de estados são i_L e v_C . A partir disto, são encontradas as matrizes **A**, **B**, **C** e **D** para as duas etapas de operação do conversor.

Figura B.1 – Diagrama esquemático do conversor *boost* convencional com indicação das variáveis utilizadas na modelagem.



Fonte: Autor.

B.1.1 Etapa 1: Chave S fechada ($0 < t < dT_S$)

Pela análise do circuito, tem-se as equações

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{1}{L}v_{in} \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{-i_C}{C} = -\frac{1}{R_o C}v_C \\ v_o = v_C \\ i_{in} = i_L \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

A partir disso, é possível montar a estrutura do modelo de espaço de estados por (B.3) e (B.4).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/R_o C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} [v_{in}] \quad (\text{B.3})$$

$$\begin{bmatrix} v_o \\ i_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + [0] [v_{in}] \quad (\text{B.4})$$

O modelo contínuo é então discretizado utilizando o método de Euler, ou seja,

$$\begin{cases} x[k+1] = (\mathbf{A} T_a + \mathbf{I}) x[k] + (\mathbf{B} T_a) u[k] \\ y[k+1] = \mathbf{C} x[k] + \mathbf{D} u[k] \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

onde T_a é o período de discretização, que corresponde ao passo de simulação do circuito no MATLAB[®], k é o índice do tempo discreto ($k = \frac{t-t_0}{T_a}$), e \mathbf{I} é a matriz identidade. Obtém-se

$$\begin{bmatrix} i_L[k+1] \\ v_C[k+1] \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/R_o C \end{bmatrix} T_a + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_L[k] \\ v_C[k] \end{bmatrix} + \left(\begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} T_a \right) v_{in}[k]. \quad (\text{B.6})$$

Logo,

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_L[k+1] \\ v_C[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 - T_a/R_o C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L[k] \\ v_C[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_a/L \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}[k] \\ \begin{bmatrix} v_o[k] \\ i_{in}[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L[k] \\ v_C[k] \end{bmatrix} + [0] v_{in}[k] \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

Como o sistema é linear invariante no tempo, é possível realizar o deslocamento no tempo e reescrever as matrizes para a forma das Equações (B.8), (B.9), (B.10) e (B.11), as quais são utilizadas no algoritmo de simulação para encontrar os valores de corrente e tensão em todos os componentes do conversor.

$$i_L[k] = i_L[k-1] + \frac{T_a}{L} v_{in}[k-1], \quad (\text{B.8})$$

$$v_C[k] = \left(1 - \frac{T_a}{R_o C}\right) v_C[k-1], \quad (\text{B.9})$$

$$v_o[k] = v_C[k], \quad (\text{B.10})$$

$$i_{in}[k] = i_L[k]. \quad (\text{B.11})$$

B.1.2 Etapa 2: Chave S aberta ($dT_S < t < T_S$)

Pela análise do circuito, tem-se as equações

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = -\frac{1}{L}v_C + \frac{1}{L}v_{in} \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_C}{C} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_o C}v_C \\ v_o = v_C \\ i_{in} = i_L \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

A partir disso, é possível montar a estrutura do modelo de espaço de estados em (B.13) e (B.14).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/R_o C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/L \\ 0 \end{bmatrix} [v_{in}] \quad (\text{B.13})$$

$$\begin{bmatrix} v_o \\ i_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + [0] [v_{in}] \quad (\text{B.14})$$

Realizando a discretização pelo método apresentado em (B.5), obtém-se

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} i_L[k+1] \\ v_C[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -T_a/L \\ T_a/C & 1 - T_a/R_o C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L[k] \\ v_C[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_a/L \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}[k] \\ \begin{bmatrix} v_o[k] \\ i_{in}[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L[k] \\ v_C[k] \end{bmatrix} + [0] v_{in}[k] \end{array} \right. \quad (\text{B.15})$$

Reescrevendo as matrizes na forma de equações e realizando o deslocamento no tempo, obtém-se (B.16), (B.17), (B.18) e (B.19), as quais são utilizadas no algoritmo de simulação para encontrar os valores de corrente e tensão em todos os componentes durante essa etapa de operação do conversor.

$$i_L[k] = i_L[k-1] - \frac{T_a}{L} v_C[k-1] - \frac{T_a}{L} v_{in}[k-1], \quad (\text{B.16})$$

$$v_C[k] = -\frac{T_a}{C} i_L[k-1] + \left(1 - \frac{T_a}{R_o C}\right) v_C[k-1], \quad (\text{B.17})$$

$$v_o[k] = v_C[k], \quad (\text{B.18})$$

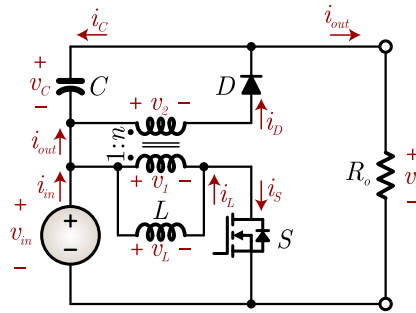
$$i_{in}[k] = i_L[k]. \quad (\text{B.19})$$

B.2 Conversor *buck-boost* e *flyback* S-PPC (CCM)

A modelagem discreta para a simulação dos conversores *buck-boost* e *flyback* S-PPC é a mesma. Sendo o conversor *flyback* a versão isolada do conversor *buck-boost*, e como são desprezadas as não idealidades do indutor acoplado, neste trabalho o conversor *buck-boost* S-PPC é simulado como sendo o caso específico do conversor *flyback* S-PPC em que a relação de espiras no indutor acoplado (n) é unitária. O diagrama esquemático com a indicação das variáveis utilizadas na modelagem é apresentado na Figura B.2.

O procedimento de modelagem do conversor *flyback* S-PPC operando no modo de condução contínua segue a mesma sequência apresentada na Seção B.1.

Figura B.2 – Diagrama esquemático do conversor *flyback* S-PPC com indicação das variáveis utilizadas na modelagem.



Fonte: Autor.

B.2.1 Etapa 1: Chave S fechada ($0 < t < dT_S$)

Pela análise do circuito, tem-se

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{1}{L}v_{in} \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_C}{C} = -\frac{1}{R_o C}v_C - \frac{1}{R_o C}v_{in} \\ v_o = v_C + v_{in} \\ i_{in} = i_L + \frac{v_o}{R_o} = i_L + \frac{1}{R_o}v_C + \frac{1}{R_o}v_{in} \end{cases} \quad (\text{B.20})$$

Que resultam em (B.21), (B.22), (B.23) e (B.24).

$$i_L[k] = i_L[k-1] + \frac{T_a}{L} v_{in}[k-1], \quad (\text{B.21})$$

$$v_C[k] = \left(1 - \frac{T_a}{R_o C}\right) v_C[k-1] - \frac{T_a}{R_o C} v_{in}[k-1], \quad (\text{B.22})$$

$$v_o[k] = v_C[k] + v_{in}[k], \quad (\text{B.23})$$

$$i_{in}[k] = i_L[k] + \frac{1}{R_o} v_C[k] + \frac{1}{R_o} v_{in}[k]. \quad (\text{B.24})$$

B.2.2 Etapa 2: Chave S aberta

Pela análise do circuito, tem-se

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = -\frac{1}{nL}v_C \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_C}{C} = \frac{i_L}{nC} - \frac{i_o}{C} = \frac{1}{nC}i_L - \frac{1}{R_oC}v_C - \frac{1}{R_oC}v_{in} \\ v_o = v_C + v_{in} \\ i_{in} = \frac{1}{R_o}v_C + \frac{1}{R_o}v_{in} \end{cases} \quad (\text{B.25})$$

Que resultam em (B.26), (B.27), (B.28) e (B.29).

$$i_L[k] = i_L[k-1] - \frac{T_a}{nL}v_C[k-1], \quad (\text{B.26})$$

$$v_C[k] = \frac{T_a}{nC}i_L[k-1] + \left(1 - \frac{T_a}{R_oC}\right)v_C[k-1] - \frac{T_a}{R_oC}v_{in}[k-1], \quad (\text{B.27})$$

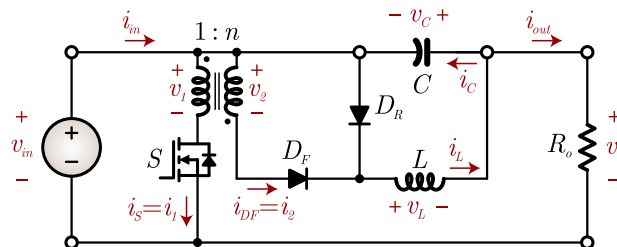
$$v_o[k] = v_C[k] + v_{in}[k], \quad (\text{B.28})$$

$$i_{in}[k] = \frac{1}{R_o}v_C[k] + \frac{1}{R_o}v_{in}[k]. \quad (\text{B.29})$$

B.3 Conversor *forward* S-PPC (CCM)

O diagrama esquemático do *forward* S-PPC com a indicação das variáveis utilizadas na modelagem é apresentado na Figura B.3.

Figura B.3 – Diagrama esquemático do conversor *forward* S-PPC com indicação das variáveis utilizadas na modelagem.



Fonte: Autor.

A variável de entrada do sistema é v_{in} , as variáveis de saída são v_{out} e i_{in} , e as variáveis de estados são i_L e v_C . A partir disto, são encontradas as matrizes **A**, **B**, **C** e **D** para as duas etapas de operação do conversor.

B.3.1 Etapa 1: Chave S fechada ($0 < t < dT_S$)

Pela análise do circuito, tem-se as equações

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{nv_{in}}{L} = \frac{-1}{L}v_C + \frac{n}{L}v_{in} \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_C}{C} = \frac{-i_{out}+i_L}{C} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_oC}v_o = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_oC}v_C - \frac{1}{R_oC}v_{in} \\ v_o = v_C + v_{in} \\ i_{in} = i_L n + i_{out} = i_L n + \frac{v_o}{R_o} = n i_L + \frac{1}{R_o}v_C + \frac{1}{R_o}v_{in} \end{cases} \quad (B.30)$$

A partir disso, é possível montar a estrutura do modelo de espaço de estados em (B.31) e (B.32). Observa-se, em (B.32), que a matriz **D** não é nula nesta modelagem, indicando uma parcela de transferência direta de energia da entrada para a saída. Esta característica não é observada nos conversores CC-CC convencionais.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/R_oC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n/L \\ -1/R_oC \end{bmatrix} \cdot [v_{in}] \quad (B.31)$$

$$\begin{bmatrix} v_o \\ i_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ n & 1/R_o \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1/R_o \end{bmatrix} \cdot [v_{in}] \quad (B.32)$$

Realizando a discretização pelo método apresentado em (B.5) e o mesmo procedimento apresentado no Item B.1.1, obtém-se

$$\begin{bmatrix} i_L[k+1] \\ v_C[k+1] \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/R_oC \end{bmatrix} T_a + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_L[k] \\ v_C[k] \end{bmatrix} + \left(\begin{bmatrix} n/L \\ -1/R_oC \end{bmatrix} T_a \right) \cdot [v_{in}[k]]. \quad (B.33)$$

E o modelo discreto para a etapa 1 é apresentado em (B.34) e (B.35).

$$\begin{bmatrix} i_L[k+1] \\ v_C[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -T_a/L \\ T_a/C & 1 - T_a/R_oC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L[k] \\ v_C[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} nT_a/L \\ -T_a/R_oC \end{bmatrix} \cdot [v_{in}[k]] \quad (B.34)$$

$$\begin{bmatrix} v_o[k] \\ i_{in}[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ n & 1/R_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L[k] \\ v_C[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} nT_a/L \\ -T_a/R_oC \end{bmatrix} [v_{in}[k]] \quad (B.35)$$

Reescrevendo as matrizes na forma de equações e realizando o deslocamento no tempo, obtém-se (B.36), (B.37), (B.38) e (B.39), as quais são expressões utilizadas no

algoritmo de simulação para encontrar os valores de corrente e tensão em todos os componentes do conversor.

$$i_L[k] = i_L[k-1] - \frac{T_a}{L} v_C[k-1] + \frac{n T_a}{L} v_{in}[k-1], \quad (\text{B.36})$$

$$v_C[k] = \frac{T_a}{C} i_L[k-1] + \left(1 - \frac{T_a}{R_o C}\right) v_C[k-1] - \frac{T_a}{R_o C} v_{in}[k-1], \quad (\text{B.37})$$

$$v_o[k] = v_C[k] + v_{in}[k], \quad (\text{B.38})$$

$$i_{in}[k] = n i_L[k] + \frac{1}{R_o} v_C[k] + \frac{1}{R_o} v_{in}[k]. \quad (\text{B.39})$$

B.3.2 Etapa 2: Chave S aberta ($dT_S < t < T_S$)

Pela análise do circuito, obtém-se as equações

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{-1}{L} v_C \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L - i_{out}}{C} = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{R_o C} v_C - \frac{1}{R_o C} v_{in} \\ v_o = v_C + v_{in} \\ i_{in} = i_{out} = \frac{v_o}{R_o} = \frac{1}{R_o} v_C + \frac{1}{R_o} v_{in} \end{cases} \quad (\text{B.40})$$

A partir disso, obtém-se a estrutura do modelo de espaço de estados apresentado em (B.41) e (B.42). Assim como na etapa de condução da chave, observa-se, que a matriz **D** não é nula, indicando uma parcela de transferência direta de energia da entrada para a saída. Esta característica não é observada nos conversores CC-CC convencionais.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/R_o C \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/R_o C \end{bmatrix} \cdot [v_{in}] \quad (\text{B.41})$$

$$\begin{bmatrix} v_o \\ i_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 1/R_o \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1/R_o \end{bmatrix} \cdot [v_{in}] \quad (\text{B.42})$$

Realizando a discretização pelo método apresentado em (B.5), obtém-se as equações discretas (B.43), (B.44), (B.45) e (B.46).

$$i_L[k] = i_L[k-1] - \frac{T_a}{L} v_C[k-1], \quad (\text{B.43})$$

$$v_C[k] = \frac{T_a}{C} i_L[k-1] + \left(1 - \frac{T_a}{R_o C}\right) v_C[k-1] - \frac{T_a}{R_o C} v_{in}[k-1], \quad (\text{B.44})$$

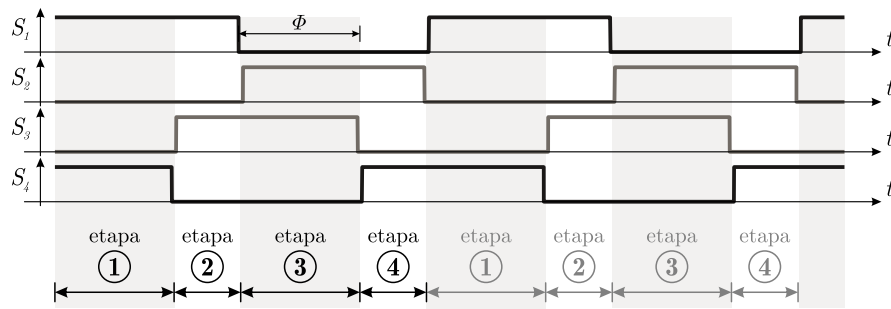
$$v_o[k] = v_C[k] + v_{in}[k], \quad (\text{B.45})$$

$$i_{in}[k] = \frac{1}{R_o} v_C[k] + \frac{1}{R_o} v_{in}[k]. \quad (\text{B.46})$$

B.4 Conversor *full-bridge* S-PPC (CCM)

A modulação das chaves do primário é do tipo *phase-shift* (Figura 5.24), e a operação do conversor é dividida em quatro etapas, conforme ilustrado na Figura B.4.

Figura B.4 – Etapas de operação do conversor *full-bridge*.



Fonte: Autor.

Empregando o mesmo método de modelagem do conversor *forward* S-PPC, apresentado na Seção B.3, obtém-se as equações discretas para simulação do conversor *full-bridge* S-PPC para cada etapa, apresentadas a seguir.

B.4.1 Etapa 1 (Chaves S_1 e $S_4 = ON$, S_2 e $S_3 = OFF$)

Na etapa 1, as chaves S_1 e S_4 são acionadas, fazendo com que a tensão do primário do transformador seja igual a v_{in} , e fazendo com que o diodo D_1 entre em condução. Nesta etapa tem-se as seguintes equações:

$$i_L[k] = i_L[k - 1] - \frac{T_a}{L} v_C[k - 1] + \frac{n T_a}{L} v_{in}[k - 1], \quad (\text{B.47})$$

$$v_C[k] = \frac{T_a}{C} i_L[k - 1] + \left(1 - \frac{T_a}{R_o C}\right) v_C[k - 1] - \frac{T_a}{R_o C} v_{in}[k - 1], \quad (\text{B.48})$$

$$v_o[k] = v_C[k] + v_{in}[k], \quad (\text{B.49})$$

$$i_{in}[k] = n i_L[k] + \frac{1}{R_o} v_C[k] + \frac{1}{R_o} v_{in}[k]. \quad (\text{B.50})$$

B.4.2 Etapa 2 (Chaves S_1 e $S_3 = ON$, S_2 e $S_4 = OFF$)

Na etapa 2 (roda livre no secundário), as chaves S_1 e S_3 são acionadas. Ambos os diodos do secundário entram em condução, e a tensão do primário do transformador torna-se igual a zero. Nesta etapa tem-se as seguintes equações:

$$i_L[k] = i_L[k-1] - \frac{T_a}{L} v_C[k-1], \quad (\text{B.51})$$

$$v_C[k] = \frac{T_a}{C} i_L[k-1] + \left(1 - \frac{T_a}{R_o C}\right) v_C[k-1] - \frac{T_a}{R_o C} v_{in}[k-1], \quad (\text{B.52})$$

$$v_o[k] = v_C[k] + v_{in}[k], \quad (\text{B.53})$$

$$i_{in}[k] = \frac{1}{R_o} v_C[k] + \frac{1}{R_o} v_{in}[k]. \quad (\text{B.54})$$

B.4.3 Etapa 3 (Chaves S_2 e $S_3 = ON$, S_1 e $S_4 = OFF$)

Na etapa 3, as chaves S_2 e S_3 são acionadas, fazendo com que a tensão do primário do transformador seja igual a $-v_{in}$, e fazendo com que o diodo D_2 entre em condução. As equações de estados nesta etapa de operação são as mesmas da etapa 1, com a diferença de que são chaves diferentes que estão conduzindo e a tensão sobre o primário do transformador é negativa.

B.4.4 Etapa 4 (Chaves S_2 e $S_4 = ON$, S_1 e $S_3 = OFF$)

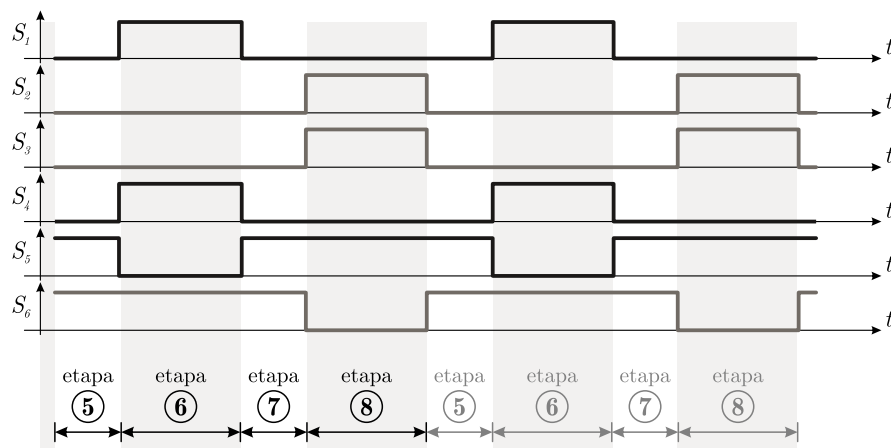
Na etapa 4, as chaves S_2 e S_4 são acionadas. Ambos os diodos do secundário entram em condução formando uma roda livre, e a tensão do primário do transformador torna-se igual a zero. Nesta etapa tem-se as mesmas equações da etapa 2, exceto nas tensões que são aplicadas sobre as chaves.

B.5 Conversor *full-bridge/push-pull* S-PPC (CCM)

O conversor *full-bridge/push-pull* S-PPC apresenta dois modos de operação. No modo de operação como elevador de tensão (*full-bridge*), as equações são idênticas ao conversor *full-bridge* S-PPC apresentadas neste apêndice (Seção B.4), bem como as quatro primeiras etapas de operação (etapas 1 a 4) apresentadas na Figura B.4.

Esta seção apresenta a modelagem e a e as etapas do funcionamento como abaixador de tensão (*push-pull* com entrada em corrente), cuja modulação das chaves e etapas de funcionamento são apresentadas na Seção 5.2.2 (Figura 5.35), e aqui são tratadas como as etapas de operação numeradas de 5 a 8, conforme ilustrado na Figura B.5.

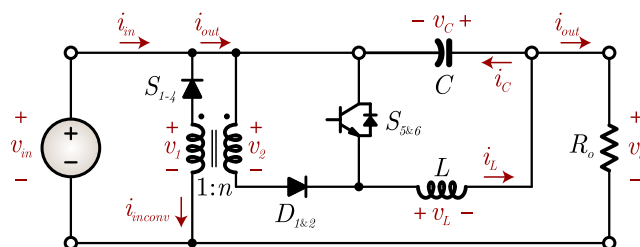
Figura B.5 – Restante das etapas de operação do conversor *full-bridge/push-pull*.



Fonte: Autor.

Para fins de simplificação da modelagem, o diagrama esquemático da topologia, que fora apresentado na Figura 5.32, é simplificado para o circuito apresentado na Figura B.6, onde as chaves da ponte do primário (S_1 , S_2 , S_3 e S_4) são simplificadas como sendo um

Figura B.6 – Diagrama esquemático do circuito simplificado da etapa de operação *push-pull* em corrente com indicação das variáveis utilizadas na modelagem.



Fonte: Autor.

único diodo (S_{1-4}), as chaves S_5 e S_6 são simplificadas em uma única chave ($S_{5\&6}$), e os diodos D_1 e D_2 também são simplificados em um único diodo ($D_{1\&2}$).

Desta forma, as etapas 5 e 7 (roda livre) que ocorrem quando ambas chaves S_5 e S_6 conduzem, são tratadas como o acionamento da chave $S_{5\&6}$, e as etapas 6 e 8 (transferência de energia para a fonte V_{in}) ocorrem quando S_5 ou S_6 são desligadas.

B.5.1 Etapas 5 e 7 (Chaves S_5 e $S_6 = ON$)

Nas etapas de roda livre, a energia armazenada sobre o capacitor C é transferida para o indutor, fazendo com que a tensão v_C (que é negativa) aumente enquanto que a corrente no indutor cresça positivamente. As equações básicas desta etapa são apresentadas em (B.55), resultando em (B.56).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{nv_{in}}{L} = \frac{-1}{L}v_C \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_C}{C} = \frac{-i_{out}+i_L}{C} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_oC}v_o = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_oC}v_C - \frac{1}{R_oC}v_{in} \\ v_o = v_C + v_{in} \\ i_{in} = i_{out} = i_L n + \frac{v_o}{R_o} = \frac{1}{R_o}v_C + \frac{1}{R_o}v_{in} \end{array} \right. \quad (B.55)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[\begin{array}{c} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/R_oC \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} i_L \\ v_C \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c} 0 \\ -1/R_oC \end{array} \right] [v_{in}] \\ \left[\begin{array}{c} v_o \\ i_{in} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc} 0 & 1 \\ 0 & 1/R_o \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} i_L \\ v_C \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c} 1 \\ 1/R_o \end{array} \right] [v_{in}] \end{array} \right. \quad (B.56)$$

Realizando a discretização pelo método apresentado em (B.5), obtém-se as equações discretas (B.57), (B.58), (B.59) e (B.60), que são expressões utilizadas no algoritmo de simulação para encontrar os valores de corrente e tensão em todos os componentes do conversor nesta etapa de operação.

$$i_L[k] = i_L[k-1] - \frac{T_a}{L} v_C[k-1], \quad (B.57)$$

$$v_C[k] = \frac{T_a}{C} i_L[k-1] + \left(1 - \frac{T_a}{R_o C}\right) v_C[k-1] - \frac{T_a}{R_o C} v_{in}[k-1], \quad (B.58)$$

$$v_o[k] = v_C[k] + v_{in}[k], \quad (B.59)$$

$$i_{in}[k] = \frac{1}{R_o} v_C[k] + \frac{1}{R_o} v_{in}[k]. \quad (B.60)$$

B.5.2 Etapas 6 e 8 (Chaves S_5 ou $S_6 = OFF$)

Nas etapas de transferência de energia do secundário para a fonte de entrada, a corrente no indutor é transferida para o primário, fazendo com que a tensão v_C cresça negativamente enquanto o indutor se descarrega. As equações básicas desta etapa são apresentadas em (B.61), resultando em (B.62).

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = -\frac{1}{L}v_C - \frac{n}{L}v_{in} \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_C}{C} = \frac{-i_{out}+i_L}{C} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_o C}v_o = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_o C}v_C - \frac{1}{R_o C}v_{in} \\ v_o = v_C + v_{in} \\ i_{in} = i_L n + i_{out} = i_L n + \frac{v_o}{R_o} = n i_L + \frac{1}{R_o}v_C + \frac{1}{R_o}v_{in} \end{cases} \quad (B.61)$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/R_o C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -n/L \\ -1/R_o C \end{bmatrix} [v_{in}] \\ \begin{bmatrix} v_o \\ i_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -n & 1/R_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1/R_o \end{bmatrix} [v_{in}] \end{cases} \quad (B.62)$$

Realizando a discretização pelo método apresentado em (B.5), obtém-se as equações discretas (B.63), (B.64), (B.65) e (B.66), as quais são utilizadas no algoritmo de simulação para encontrar os valores de corrente e tensão em todos os componentes do conversor nesta etapa de operação.

$$i_{L[k]} = i_{L[k-1]} - \frac{T_a}{L} v_{C[k-1]} - \frac{n T_a}{L} v_{in[k-1]}, \quad (B.63)$$

$$v_{C[k]} = \frac{T_a}{C} i_{L[k-1]} + \left(1 - \frac{T_a}{R_o C}\right) v_{C[k-1]} - \frac{T_a}{R_o C} v_{in[k-1]}, \quad (B.64)$$

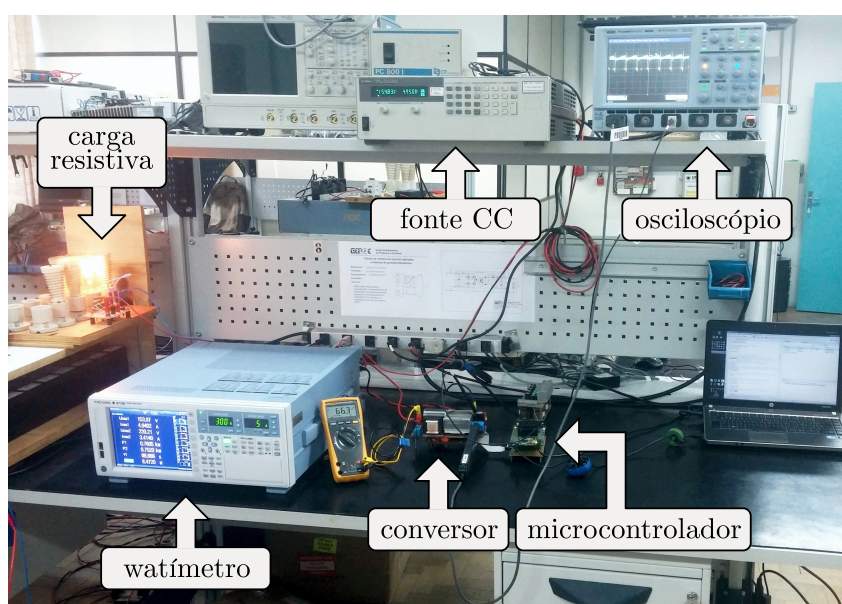
$$v_{o[k]} = v_{C[k]} + v_{in[k]}, \quad (B.65)$$

$$i_{in[k]} = -n i_{L[k]} + \frac{1}{R_o} v_{C[k]} + \frac{1}{R_o} v_{in[k]}. \quad (B.66)$$

Apêndice C – PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DOS PROTÓTIPOS

Este apêndice apresenta os principais detalhes do projeto e implementação dos protótipos apresentados no Capítulo 5, os quais foram testados na bancada de ensaios apresentada na Figura C.1. Os parâmetros de projeto dos protótipos são os mesmos apresentados na Tabela 5.2 para as topologias somente elevadoras de tensão e na Tabela 5.3 para a topologia FB/PP.

Figura C.1 – Fotografia da bancada de ensaio dos protótipos.



Fonte: Autor.

C.1 Conversor *boost* convencional e *buck-boost* S-PPC

Conforme discutido na Seção 5.1.1, a única diferença, em termos de projeto, entre o conversor *boost* convencional e o *buck-boost* S-PPC é a posição do capacitor de filtro de saída (C) e o nível de tensão aplicado sobre este. O projeto dos componentes utilizados nestas duas topologias é o mesmo, conforme apresentado a seguir.

C.1.1 Ganho estático

O ganho estático do conversor *boost* convencional e do *buck-boost* S-PPC é o mesmo, dado por

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-d}. \quad (C.1)$$

Assim, a razão cíclica máxima de operação do conversor, que ocorre quando a tensão de entrada é mínima, é calculada como

$$d_{max} = \frac{V_{out} - V_{in_{min}}}{V_{out}} = \frac{66}{220} = 0,3 \text{ pu}. \quad (C.2)$$

C.1.2 Cálculo dos elementos de filtro

O indutor é calculado para o pior caso de ondulação de corrente, ou seja

$$L = \frac{d_{max} V_{in_{min}}}{2\Delta I_L f_S} = 677,6 \mu\text{H} \quad (C.3)$$

e o capacitor de filtro da saída é calculado por

$$C = \frac{d_{max} I_{out}}{2\Delta V_C f_S} = 3,32 \mu\text{F}. \quad (C.4)$$

C.1.3 Projeto do indutor

Os indutores utilizados neste trabalho foram calculados utilizando a ferramenta disponibilizada pela fabricante Magnetics[®] (MAGNETICS INC., 2017). Nesta ferramenta, os parâmetros desejados do indutor são inseridos e se obtém como resposta os núcleos que se encaixam nas especificações bem como o número de espiras e uma estimativa de perdas. Para os conversores *boost* convencional e *buck-boost* S-PPC, o núcleo magnético escolhido e suas especificações são apresentadas na Tabela C.1.

O cálculo do fio é realizado para uma densidade de corrente máxima (J_{max}) de 450 A/cm², sendo a área seção transversal (S_T) total calculada por

$$S_T = \frac{I_{L_{rms}}}{J_{max}} = 0,01082 \text{ cm}^2. \quad (C.5)$$

Tabela C.1 – Projeto do indutor *boost* e *buck-boost* S-PPC.

Material	High Flux (HF)
Part number do núcleo	58083
Fator de enrolamento da janela	28,1 %
Número de espiras	102
Corrente média	4,87 A
Indutância inicial (com corrente zero)	840 μ H
Indutância na corrente nominal	683 μ H

A profundidade de penetração de corrente no fio (Δ) causada pelo efeito *skin* é calculada por

$$\Delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f_S}} = \sqrt{\frac{1,72 \cdot 10^{-4}}{4 \pi^2 \cdot 10^{-7} \cdot 70 \cdot 10^3}} = 0,02495 \text{ cm.} \quad (\text{C.6})$$

Desta forma, o diâmetro máximo do fio a ser utilizado deverá ser $2 \Delta = 0,0499 \text{ cm}$, que corresponde ao condutor 24 AWG, cuja área da seção transversal (S_F) é $0,002047 \text{ cm}^2$. Então, o número de fios em paralelo (N_F) deverá ser

$$N_F = \frac{S_T}{S_F} = \frac{0,01082}{0,002047} = 5,28. \quad (\text{C.7})$$

Portanto, são utilizados 6 fios 24 AWG em paralelo neste indutor.

Os dispositivos semicondutores utilizados nestes protótipos foram o MOSFET IRFP460 e o diodo SiC SDT12S60.

C.2 Conversor *flyback* S-PPC

Mantendo as mesmas especificações do exemplo de projeto, o protótipo do conversor *flyback* S-PPC tem os mesmos parâmetros da Tabela 5.2, e a relação de espiras utilizada no indutor acoplado é $n = 0,5$.

C.2.1 Ganho estático e razão cíclica máxima

O ganho estático do conversor *flyback* S-PPC é dado por

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{n d}{1 - d}. \quad (\text{C.8})$$

Desta forma, a razão cíclica máxima de operação, que ocorre quando a tensão de entrada é mínima, é calculada por

$$d_{max} = \frac{V_{out} - V_{in_{min}}}{nV_{in_{min}} + V_{out} - V_{in_{min}}} = \frac{66}{77 + 66} = 0,4615 \text{ pu.} \quad (\text{C.9})$$

C.2.2 Cálculo dos elementos de filtro

O indutor é calculado para o pior caso de ondulação de corrente, ou seja

$$L = \frac{d_{max} V_{in_{min}}}{2\Delta I_L f_S} = 1603,8 \mu\text{H} \quad (\text{C.10})$$

e o capacitor de filtro da saída é calculado por

$$C = \frac{d_{max} I_{out}}{2\Delta V_C f_S} = 5,11 \mu\text{F.} \quad (\text{C.11})$$

C.2.3 Projeto do indutor acoplado

A partir da ferramenta de projeto utilizada, considerando-se somente a indutância em relação ao primário, escolhe-se o núcleo toroidal de tal forma que a área utilizada pelo enrolamento primário não ultrapassasse 30% da área da janela, deixando-se assim 30% para o enrolamento secundário e 40% de folga. Isto resultou na escolha do núcleo magnético cujas especificações são apresentadas na Tabela C.2. Os fios utilizados foram calculados pelo mesmo procedimento utilizado para o protótipo do conversor *boost*.

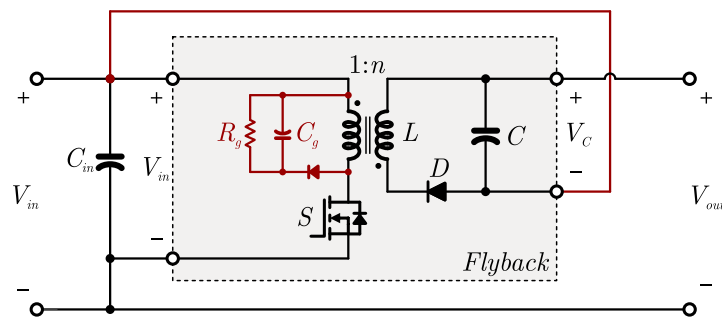
Tabela C.2 – Projeto do indutor *flyback* S-PPC.

Material	High Flux (HF)
Part number do núcleo	58716
Fator de enrolamento do primário	20,9%
Número de espiras do primário	160
Número de espiras do secundário	80
Indutância inicial (lado primário)	1,60 μH
Indutância na corrente nominal	1,87 μH
Enrolamento de cobre do primário	4 x 24 AWG
Enrolamento de cobre do secundário	7 x 24 AWG

C.2.4 Projeto do grampeador de tensão na chave

Para evitar que as indutâncias de dispersão do indutor acoplado resultem sobretenção na chave principal durante seu desligamento, foi empregado um circuito grampeador de tensão dissipativo cujo diagrama esquemático é apresentado na Figura C.2. Para o projeto dos componentes do circuito, utilizou-se o procedimento apresentado em (BARBI, 2007), resultando nos valores de $R_g = 5,4 \text{ k}\Omega$ e $C_g = 150 \text{ nF}$.

Figura C.2 – Diagrama esquemático do conversor *flyback* S-PPC com inclusão do grampeador de tensão no MOSFET.



Fonte: Autor.

Neste protótipo foram utilizados o MOSFET IRFP460 na chave principal e o diodo SiC SDT12S60 no secundário. No circuito de grampeamento de tensão da chave principal utilizou-se o diodo *hyperfast* 15ETH06.

C.3 Conversor *forward* S-PPC com $n = 1$

Conforme discutido na Seção 5.1.3, a limitação da razão cíclica que garante a desmagnetização completa do transformador durante a etapa em que a chave não conduz acaba limitando a relação de espiras mínima utilizada no conversor *forward* S-PPC. Por este motivo, utiliza-se uma relação de espiras $n = \frac{N_S}{N_P} = 1$ e uma relação de espiras do enrolamento de desmagnetização ($\frac{N_D}{N_P}$) também unitária neste protótipo.

C.3.1 Ganho estático e razão cíclica máxima

O ganho estático do conversor *forward* S-PPC é dado por

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + n d. \tag{C.12}$$

Desta forma, a razão cíclica máxima de operação, que ocorre quando a tensão de entrada é mínima, é calculada por

$$d_{max} = \frac{V_{out} - V_{in_{min}}}{nV_{in_{min}}} = \frac{66}{154} = 0,4286 \text{ pu.} \quad (\text{C.13})$$

C.3.2 Cálculo dos elementos de filtro

O indutor é calculado para o pior caso de ondulação de corrente, ou seja

$$L = \frac{V_{C_{max}} (1 - d_{max})}{2\Delta I_L f_S} = 787,2 \text{ } \mu\text{H} \quad (\text{C.14})$$

e o capacitor de filtro da saída é calculado por

$$C = \frac{\Delta I_L}{2\Delta V_C f_S} = 352 \text{ nF.} \quad (\text{C.15})$$

C.3.3 Projeto do transformador

Para o transformador, foi utilizado núcleo magnético de ferrite IP-6 do tipo NEE, cuja variação máxima da densidade de fluxo (ΔB_{max}) é definida em 0,3 Tesla para evitar saturação. Os enrolamentos foram calculados a partir da densidade de corrente nos fios (J), neste caso defini em 350 A/cm².

A escolha do núcleo é feita a partir do método do produto da área da seção transversal do núcleo (A_E) e da área da janela (A_W), a partir de

$$A_E A_W = \frac{4 P_{C,out} d_{max}}{\eta k_t k_u k_p \Delta B_{max} J f_S} = 3,293 \text{ cm}^4. \quad (\text{C.16})$$

onde η é a eficiência estimada do conversor, $k_t = 1$ é o fator de forma, $k_p = 0,415$ é o fator de utilização do enrolamento primário e $k_u = 0,4$ é o fator de utilização da janela.

Isto resulta na escolha do núcleo NEE 42/21/20, cujo $A_E A_W$ é 3,77 cm⁴. O número de espiras do primário (N_P) e do secundário (N_S), que são iguais pois $n = 1$, sendo calculados a partir de

$$N_P = \frac{N_S}{n} = \frac{V_{in_{min}} d_{max}}{\Delta B_{max} A_E f_S} = 13,09. \quad (\text{C.17})$$

Portanto, utilizou-se 14 espiras de fio litz (1 x 63 x 37 AWG) no primário, e 14 espiras de fio litz (2 x 63 x 37 AWG) no secundário do transformador. No enrolamento de desmagnetização (N_D), foram utilizadas 14 espiras do o fio 2 x 27 AWG.

C.3.4 Projeto do indutor

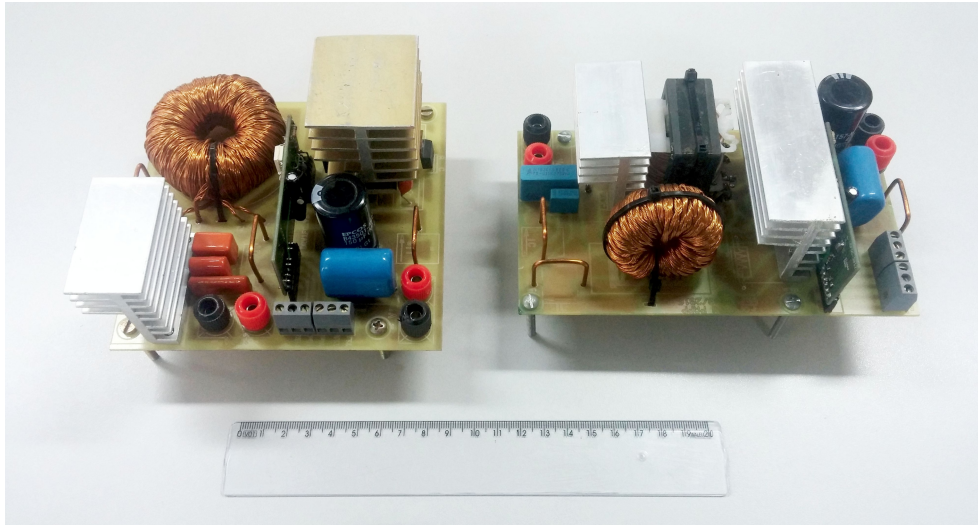
Para o indutor, utilizou-se o mesmo procedimento adotado na Seção C.1.3 para o conversor *boost*, resultando no indutor cujos dados são apresentados na Tabela C.3.

Tabela C.3 – Projeto do indutor *forward* S-PPC.

Material	High Flux (HF)
Part number do núcleo	58083
Fator de enrolamento da janela	23,6 %
Número de espiras	107
Corrente média	3,422 A
Indutância inicial (com corrente zero)	930 μ H
Indutância na corrente nominal	800 μ H
Enrolamento de cobre	10 x 27 AWG

C.3.5 Fotografia dos protótipos flyback S-PPC e forward S-PPC

Neste protótipo foram o MOSFET IRFP460 na chave principal, e diodos SiC SDT12S60 tanto no secundário quanto no circuito de desmagnetização do transformador. A Figura C.3 apresenta uma fotografia dos protótipos montados do conversor *flyback* S-PPC (à esquerda) e do *forward* S-PPC (à direita).

Figura C.3 – Fotografia dos protótipos *flyback* S-PPC e *forward* S-PPC.

Fonte: Autor.

C.4 Conversor *full-bridge* S-PPC com $n = 0,5$

Conforme apresentado no Capítulo 6, foram implementados dois protótipos do conversor *full-bridge* S-PPC, ambos com as mesmas especificações apresentadas na Tabela 5.2. A principal diferença entre os dois protótipos é a relação de espiras utilizada no transformador: o primeiro protótipo é projetado com $n = 0,5$, e o segundo com $n = 1$. O procedimento de projeto é o mesmo para ambos protótipos, sendo que neste apêndice será apresentado somente o projeto do conversor *full-bridge* S-PPC com $n = 0,5$.

Uma característica do conversor *full-bridge phase-shift* é que a frequência vista pelo transformador e pelo filtro do secundário (f_{SS}) é o dobro da frequência de comutação das chaves e pelos diodos, ou seja, ($f_{SS} = 2f_s$). Desta forma, visando manter a mesma frequência aplicada aos filtros das topologias estudadas neste trabalho, a frequência de comutação das chaves do *full-bridge* foi definida em 35 kHz.

C.4.1 Ganho estático e razão cíclica máxima

O ganho estático do conversor *full-bridge* S-PPC é dado por

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + n d. \quad (C.18)$$

onde d é a razão cíclica variando de zero a 100% que corresponde à uma defasagem entre os braços da ponte de transistores variando entre 0 e 180°. A razão cíclica máxima de operação do conversor, que ocorre quando a tensão de entrada é mínima, é calculada por

$$d_{max} = \frac{V_{out} - V_{in_{min}}}{n V_{in_{min}}} = 0,857 \text{ pu.} \quad (\text{C.19})$$

C.4.2 Projeto do indutor e capacitor do filtro LC de saída

O indutor do filtro de saída é calculado a partir da ondulação de corrente, ou seja

$$L = \frac{V_{C_{max}}(1 - d_{max})}{2\Delta I_L f_{SS}} = 197,55 \mu\text{H.} \quad (\text{C.20})$$

O capacitor de saída é projetado por meio de uma simplificação que considera a corrente i_C triangular, resultando em uma ondulação de formato senoidal na tensão v_C , conforme metodologia apresentada em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), cuja expressão da capacitância necessária é

$$C = \frac{\Delta I_L}{2\pi f_{SS} \Delta v_C} = 352 \text{ nF.} \quad (\text{C.21})$$

C.4.3 Projeto do transformador

O núcleo magnético utilizado no transformador foi ferrite IP-6 do tipo NEE, cujo $\Delta B_{max} = \pm 0,3$ T. A escolha do núcleo é feita a partir do método $A_E A_W$ a apresentado em (C.16), onde neste caso, o valor de ΔB utilizado é de no máximo 0,6 T em virtude da utilização dos quatro quadrantes da curva $B \times H$ do material. Isto resulta na escolha do núcleo NEE 42/21/15, cujo $A_E A_W$ é 2,84 cm⁴, e cujo A_E é 1,81 cm². O número de espiras do primário é calculado a partir de (C.17), resultando em 34 espiras de fio litz (1 x 63 x 37 AWG) no primário, e 17 espiras de fio litz (1 x 63 x 37 AWG) em cada um dos secundários do transformador.

C.4.4 Projeto do capacitor série do transformador

Para evitar a saturação do transformador causada pela circulação de componentes de corrente contínua nos enrolamentos do transformador, as quas podem ser resultantes de desigualdades nos tempos de comutação dos interruptores ou diferenças construtivas,

emprega-se um capacitor em série ao enrolamento primário do transformador (C_T), qual pode ser visto na Figura 5.23.

No caso do conversor *full-bridge* com modulação *phase-shift*, este capacitor não é necessário, pois a modulação faz com que a razão cíclica aplicada seja sempre igual a 50%, garantindo que não existam componentes contínuas na corrente. Mesmo assim, o capacitor série foi utilizado como medida de segurança neste protótipo.

O projeto deste capacitor deve atender à dois critérios: 1) a frequência de ressonância deve ser pelo menos 4 vezes menor do que a frequência de comutação, e 2) a ondulação de tensão no capacitor deve ser menor do que a estipulada pelo projetista.

Utilizando-se a metodologia apresentada por Barbi (2001), calcula-se a indutância de saída refletida ao primário:

$$L_P = L \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2 = 800 \mu\text{H}. \quad (\text{C.22})$$

e pela frequência de ressonância

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_P C}}, \quad (\text{C.23})$$

encontra-se a capacitância mínima pelo critério da frequência de ressonância:

$$C_T \geq \frac{1}{4\pi^2 f_r \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2 L} = 414 \text{ nF}. \quad (\text{C.24})$$

Considerando-se o critério de que a ondulação de tensão no capacitor série (Δv_{C_T}), sendo definida uma ondulação máxima de 1% da tensão de entrada, tem-se

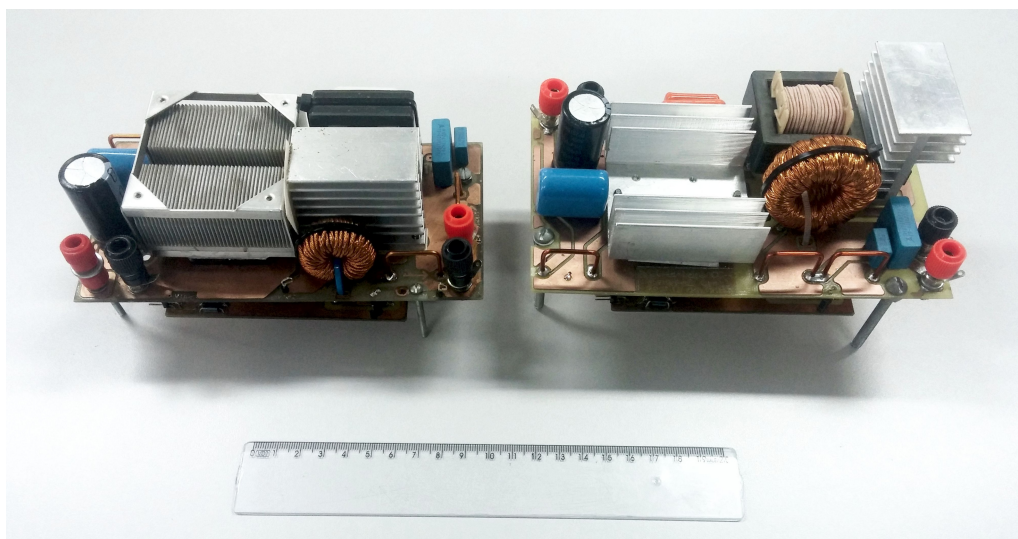
$$C_T \geq n \frac{I_{out}}{2f_S \Delta v_{C_T}} = 48 \text{ nF}. \quad (\text{C.25})$$

Desta forma, considera-se o critério de frequência de ressonância para a definição do valor de C_T , que neste caso foi definido em 470 nF.

C.4.5 Fotografia dos protótipos full-bridge S-PPC

Os semicondutores utilizados no protótipo foram o MOSFET IRFP360 na ponte de transistores, e o diodo Schottky MBR20200CT no retificador do secundário. A Figura C.4 apresenta a fotografia dos dois protótipos montados, onde é possível observar o menor volume tanto do transformador quanto do indutor de filtro no conversor *full-bridge* S-PPC da esquerda, que foi projetado para $n = 0,5$.

Figura C.4 – Fotografia dos dois protótipos *full-bridge* S-PPC montados: com $n = 0,5$ S-PPC à esquerda e com $n = 1$ à direita.



Fonte: Autor.

C.5 Conversor *full-bridge/push-pull* S-PPC com $n = 0,2$

O conversor *full-bridge/push-pull* S-PPC é um conversor que opera em dois modos de operação diferentes, e em cada um dos modos de operação, os níveis de tensão e corrente sobre seus componentes pode ser diferentes. Por isto, o projeto dos componentes deste conversor é realizado da seguinte maneira: calcula-se o pior caso de esforço em cada um dos modos de operação, e, a partir disto, escolhe-se o pior caso entre os dois modos de operação. Isto garante que nenhum componentes estará sobrecarregado, mas pode resultar na escolha de componentes que podem estar corretamente dimensionados para um modo de operação mas superdimensionados para o outro modo de operação.

Para o modo de operação como *full-bridge*, o método de projeto é exatamente o mesmo apresentado na Seção C.4 deste apêndice, onde a tensão máxima V_C é 33 V. Para o caso da operação como *push-pull*, o dimensionamento é realizado conforme demonstrado a seguir.

C.5.1 Ganho estático e razão cíclica mínima no modo de operação como push-pull

No modo de operação *push-pull*, a razão cíclica é considerada o período em que ambas chaves S_5 e S_6 conduzem ao mesmo tempo¹, resultando na equação de ganho estático dada por

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 - n(1 - d). \quad (C.26)$$

Desta forma, o valor mínimo de razão cíclica no modo de operação *push-pull* é calculado pela tensão máxima de entrada $V_{in_{max}}$, ou seja,

$$d_{min} = 1 + \frac{V_{out} - V_{in_{max}}}{nV_{in_{max}}}. \quad (C.27)$$

Considerando o exemplo de projeto apresentado na Tabela 5.3, e $n = 0,2$, (C.27) resulta em $d_{min} = 0,3478$ quando $V_{in} = 253$ V.

C.5.2 Projeto do indutor e capacitor do filtro LC de saída

O pior caso de ondulação de corrente no indutor do conversor FB/PP S-PPC ocorre durante a operação no modo *push-pull* quando $d = d_{min}$. Por isso o indutor deve ser projetado para este ponto de operação conforme (C.28).

$$L = \frac{|V_{out} - V_{in_{max}}| d_{min}}{2\Delta I_L f_{SS}} = 240,48 \mu\text{H}. \quad (C.28)$$

O valor de indutância calculado segue o padrão apresentado na Figura 5.39 (a), onde se mostra que para uma mesma razão cíclica, a indutância necessária ao conversor *FB/PP* S-PPC é consideravelmente maior comparada ao *Full-bridge* S-PPC. Porém, a possibilidade do uso de um valor de $n = 0,2$ faz com que a indutância deste protótipo seja somente 22% maior do que a do protótipo do *Full-bridge* S-PPC com $n = 0,5$. O procedimento adotado resultou na escolha do núcleo 77930 (material *Kool mμ*[®]) com enrolamento de 62 espiras de 11 fios de cobre esmaltados 27 AWG em paralelo.

O capacitor de saída é projetado por (C.29), que resulta no mesmo valor de capacitância em ambos modos de operação.

$$C = \frac{\Delta I_L}{2\pi f_{SS} \Delta v_C} = 352 \text{ nF}. \quad (C.29)$$

¹O intervalo em que ambas chaves S_5 e S_6 conduzem corresponde às etapas 5 e 7 apresentadas na Figura B.5. Nestas etapas ocorre a roda-livre no secundário em que o indutor L é carregado.

C.5.3 Projeto do transformador

Ao contrário do que ocorre no indutor, o pior caso de esforço sobre o transformador ocorre no modo de operação como *full-bridge* S-PPC, o transformador é projetado pelo método $A_E A_W$ conforme apresentado em (C.16), resultando em um valor de $A_E A_W = 0,9354 \text{ cm}^4$ e na escolha do núcleo NEE 30/15/14. Observa-se que o tamanho deste núcleo magnético é consideravelmente menor do que o obtido para o conversor *full-bridge* S-PPC, isto acontece porque o tamanho do transformador é proporcional à sua potência ativa, a qual é somente 15% de P_{out} na topologia FB/PP S-PPC.

Os parâmetros de projeto do transformador empregado no protótipo do conversor FB/PP S-PPC são apresentados na Tabela C.4.

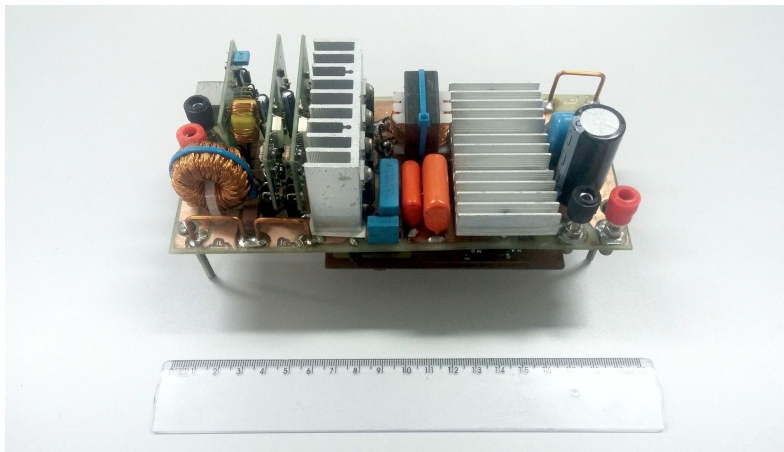
Tabela C.4 – Principais características do transformador do FB/PP S-PPC.

Material	Ferrite IP-6
Tamanho do núcleo EE	30 x 15 x 14 mm
Fator de enrolamento da janela	23,6%
$A_E A_W$	1,02 cm^4
Número de espiras do primário	35 espiras
Número de espiras do secundário 1	7 espiras
Número de espiras do secundário 2	7 espiras
Enrolamento primário	Cobre esmaltado 3 x 28 AWG
Enrolamentos secundários	Cobre esmaltado 9 x 28 AWG

C.5.4 Fotografia do protótipo FB/PP S-PPC com $n = 0,2$

A Figura C.5 apresenta uma fotografia do protótipo do conversor FB/PP S-PPC, na qual é possível observar o tamanho reduzido do transformador comparado aos protótipos da topologia *full/bridge* S-PPC.

Figura C.5 – Fotografia do protótipo do conversor *full-bridge/push-pull* S-PPC.



Fonte: Autor.

Apêndice D – MÉTODO DE CÁLCULO DO FATOR DE ESTRESSE DOS COMPONENTES (CSF)

Este apêndice apresenta o método de cálculo do fator de estresse dos componentes. De acordo com a metodologia de cálculo apresentada por (CARSTEN, 1988) e (PETERSEN; ANDERSEN, 2002), o valor do CSF de um componente é calculado como sendo

$$CSF = \frac{V^* I^*}{P_{out}}, \quad (D.1)$$

Para cada tipo de componente, os valores de V^* e I^* podem ser valores de pico, RMS ou de pico-a-pico, conforme apresentado a seguir.

D.1 Cálculo do CSF nos diferentes tipos de componentes eletrônicos

D.1.1 Nos transistores MOSFETs

Nos transistores, o CSF é calculado pela tensão máxima aplicada durante seu bloqueio e da corrente que atravessa o componente durante a condução. Devido a característica resistiva dos dispositivos MOSFET durante sua condução, o valor de I^* é relacionado ao nível de corrente RMS.

D.1.2 Nos transistores BJTs e IGBTs

Nos transistores com características de junção bipolar, que apresentam uma de queda de tensão entre os terminais coletor e emissor (v_{CE}) que pode ser considerada constante durante sua condução, o valor de I^* é relacionado ao nível de corrente média, enquanto que o valor de V^* é o valor da tensão máxima aplicada durante o bloqueio.

D.1.3 Nos diodos e tiristores

Assim como nos transistores bipolares, nos diodos e tiristores o valor de I^* utilizado é a corrente média que atravessa o diodo, enquanto que o valor de V^* é o valor da tensão máxima aplicada durante seu bloqueio.

D.1.4 Nos capacitores

O esforço aplicado sobre os capacitores está relacionado à carga armazenada e a sua carga e descarga (corrente). Desta forma, o valor de I^* utilizado é a corrente rms no capacitor, e o valor de V^* é o valor médio da tensão.

D.1.5 Nos indutores

Para os indutores, a corrente rms é utilizada para o valor de I^* . Para V^* , assume-se o valor médio da tensão alternada ($v_{ca\ med}$), que é o produto da tensão aplicada sobre o indutor e da razão cíclica se for assumida uma tensão de excitação de onda quadrada, de acordo com a abordagem apresentada por Carsten (1988).

D.1.6 Nos transformadores

Nos transformadores o CSF é computado individualmente para cada enrolamento e seu valor total é a soma do CSF de todos enrolamentos. O cálculo de cada enrolamento utiliza o mesmo procedimento dos indutores, ou seja, para V^* , assume-se o valor médio da tensão alternada ($v_{ca\ med}$) e a corrente rms é utilizada para o valor de I^* (CARSTEN, 1988).

D.1.7 Resumo

A tabela D.1 apresenta um resumo dos valores de V^* e I^* utilizados na equação (D.1) para o cálculo do CSF dos componentes do conversor.

D.1.8 Valores calculados de CSF para as demais topologias analisadas neste trabalho

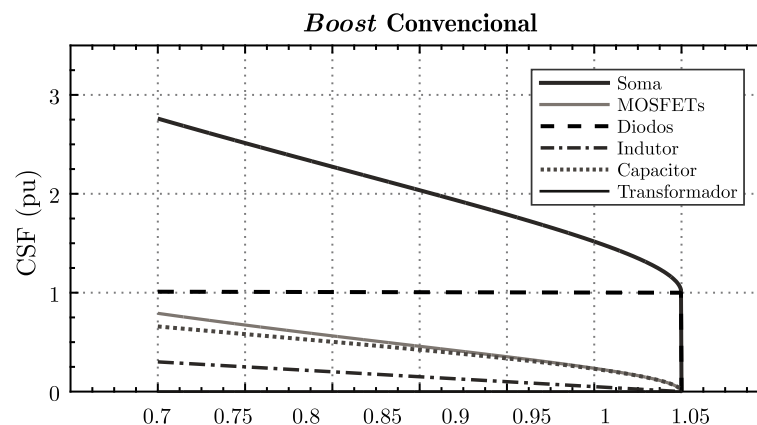
A Figura D.1 apresenta os valores calculados do CSF do conversor *boost* convencional, considerando os parâmetros do projeto de exemplo apresentado na Seção 5.1.1.

A Figura D.2 (a) apresenta os valores calculados do CSF do conversor *flyback* S-PPC com $n = 0,5$, considerando os mesmos parâmetros de projeto, e a Figura D.2 (b) apresenta o somatório do CSF de todos os componentes considerando diferentes valores de n .

Tabela D.1 – Resumo dos valores de V^* e I^* empregados para o cálculo do CSF nos componentes do conversores.

Tipo de componente	V^*	I^*
Transistores MOSFET	$v_{S \ max}$	$i_{S \ rms}$
Transistores BJT e IGBT	$v_{S \ max}$	$i_{S \ med}$
Diodos e Tiristores	$v_{D \ max}$	$i_{D \ med}$
Capacitores	$v_{C \ med}$	$i_{C \ rms}$
Indutores	$v_{L \ ca \ med}$	$i_{L \ rms}$
Enrolamentos de transformadores	$v_{ca \ med}$	i_{rms}

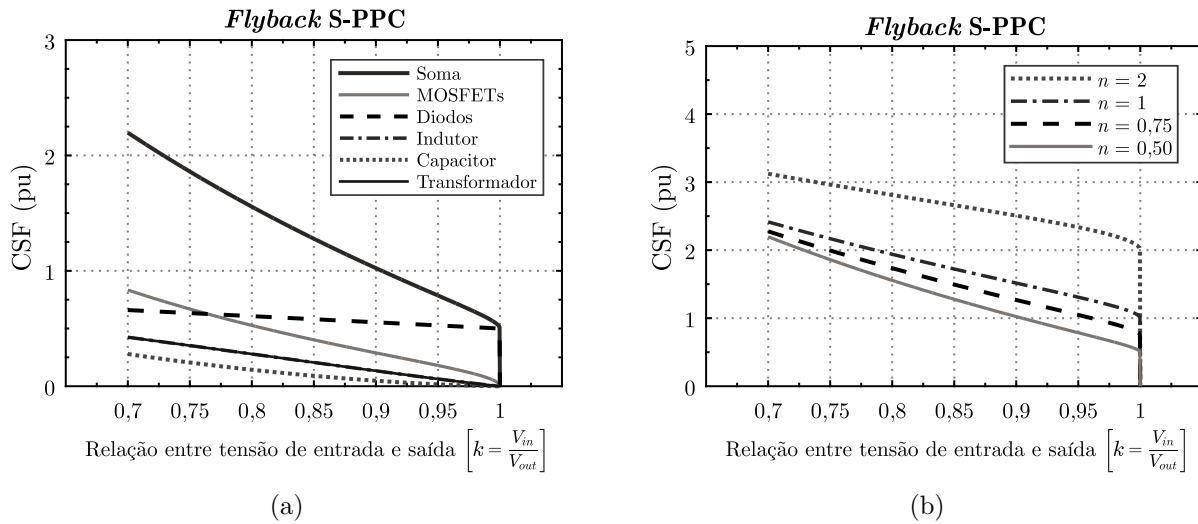
Figura D.1 – Valores calculados do fator de estresse nos componentes no conversor *boost* convencional.



Fonte: Autor.

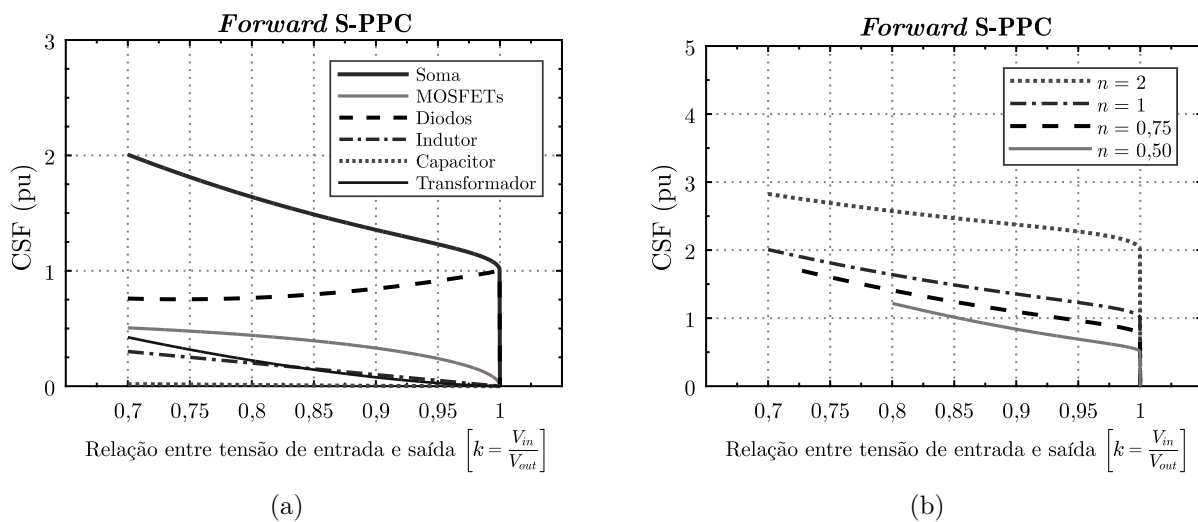
No caso do conversor *forward* S-PPC com $n = 1$, considerando os mesmos parâmetros de projeto, os valores calculados do CSF são apresentados na Figura D.3 (a), e o somatório do CSF de todos os componentes considerando diferentes valores de n é apresentado na Figura D.3 (b).

Figura D.2 – Valores calculados do fator de estresse nos componentes no conversor *flyback* S-PPC. Nos componentes considerando $n = 0,5$ (a), e somatório do CSF dos componentes para diferentes valores de n (b).



Fonte: Autor.

Figura D.3 – Valores calculados do fator de estresse nos componentes no conversor *forward* S-PPC. Nos componentes considerando $n = 1$ (a), e somatório do CSF dos componentes para diferentes valores de n (b).



Fonte: Autor.