

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

**SISTEMA FOTOVOLTAICO AUTÔNOMO  
UTILIZANDO CONFIGURAÇÃO MULTI-STRING E  
INVERSOR MULTINÍVEL**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**Matheus Iensen Desconzi**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2011**

**SISTEMA FOTOVOLTAICO AUTÔNOMO UTILIZANDO  
CONFIGURAÇÃO MULTI-STRING E INVERSOR  
MULTINÍVEL**

**Matheus Iensen Desconzi**

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

**Orientador: Prof. Dr. Hélio Leães Hey**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2011**

D448s Desconzi, Matheus Iensen  
Sistema fotovoltaico autônomo utilizando configuração multi-string e inversor multinível / por Matheus Iensen Desconzi. – 2011.  
103 p. ; il. ; 30 cm

Orientador: Hélio Leães Hey  
Coorientador: Cassiano Rech  
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2011

1. Eletrônica de potência 2. Energia solar fotovoltaica 3. Sistemas autônomos  
I. Hey, Hélio Leães II. Rech, Cassiano III. Título.

CDU 621.383.51

Ficha catalográfica elaborada por Cláudia Terezinha Branco Gallotti – CRB 10/1109  
Biblioteca Central UFSM

---

©2012

Todos os direitos autorais reservados a Matheus Iensen Desconzi. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

Endereço: Rua Appel, 722, apto. 302, Santa Maria, RS; CEP: 97015-030;

Fone: 55 32215743; Endereço Eletrônico: matheusiensen@gmail.com

---

**Universidade Federal de Santa Maria  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Dissertação de Mestrado

**SISTEMA FOTOVOLTAICO AUTÔNOMO UTILIZANDO  
CONFIGURAÇÃO MULTI-STRING E INVERSOR MULTINÍVEL**

elaborada por  
**Matheus Iensen Desconzi**

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

**Comissão Examinadora:**

**Hélio Leães Hey, Dr. Eng**  
(Presidente/Orientador)

**Cassiano Rech, Dr. Eng. (UFSM)**  
(Co-orientador)

**Marcelo Cabral Cavalcanti, Dr. Eng. (UFPE)**

**Leandro Michels, Dr. Eng. (UFSM)**

Santa Maria, 18 de Agosto de 2011.

Dedico este trabalho à minha esposa, Karla,  
a meus familiares e aos meus amigos.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, pela grandiosidade da vida, e pela luz que ilumina meus caminhos, mostrando as oportunidades e obstáculos que surgem.

À minha esposa, Karla, pelo amor, respeito, compreensão e auxílio em momentos difíceis na nossa caminhada.

Aos meus familiares, pelo carinho e apoio em meus estudos.

Ao meu orientador, professor Hélio Leães Hey, por sua sabedoria transmitida, técnica e pessoal, pela amizade e por sua orientação fundamental no desenvolvimento deste trabalho.

Ao meu co-orientador, professor Cassiano Rech, por seu conhecimento e idéias compartilhadas, que, de forma intensa moldaram o tema e abrangência deste trabalho, assim como o auxílio nas dificuldades encontradas.

Aos demais professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), prof. José Renes Pinheiro, prof. Humberto Pinheiro, prof. Hilton Abílio Gründling, prof. Luciano Schuch e prof. Leandro Michels, pela atenção e ajuda no desenvolvimento deste trabalho.

Aos colegas do GEPOC, Rafael Concatto Beltrame, Diogo Brum Cândido, Leandro Roggia, Hamiltom Sartori, Fernando Beltrame, Fabrício Dupont, Raffael Engleitner, Hueslei Hoppen, Cássio Baratieri, Jorge Massing, Luccas Kunzler, Taciana Enderle e Tadeu Vargas, pelos conhecimentos compartilhados e pela amizade.

Aos alunos de iniciação científica, Tiago Rampelotto, Fabrício Cazakevicius, Rodrigo Krug, Henrique Figueira, Adilson Pilla e Rafael Denardin que também contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho, nas atividades teóricas e de bancada.

Aos funcionários do Núcleo de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica (NUPEDEE), pelas contribuições no desenvolvimento dos protótipos utilizados nos resultados experimentais.

Aos funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), pelo trabalho desenvolvido na secretaria, fundamental ao bom andamento das atividades deste programa.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), que possibilitou e possibilita o desenvolvimento de trabalhos de qualidade, e também, à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo apoio financeiro.

*“Nunca é tão fácil perder-se como quando  
se julga conhecer o caminho.”*  
Provérbio chinês

## RESUMO

Dissertação de Mestrado  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria

### **SISTEMA FOTOVOLTAICO AUTÔNOMO UTILIZANDO CONFIGURAÇÃO MULTI-STRING E INVERSOR MULTINÍVEL**

AUTOR: MATHEUS IENSEN DESCONZI

ORIENTADOR: HÉLIO LEÃES HEY

CO-ORIENTADOR: CASSIANO RECH

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 18 de Agosto de 2011.

O contínuo desenvolvimento econômico de diversos países e as emergentes questões ambientais (emissão de gases e efeito estufa), observados nas últimas décadas, forçaram uma intensa pesquisa em fontes renováveis de energia. Hidro, fotovoltaica (PV – *Photovoltaic*) e eólica são as tecnologias mais exploradas devido as suas vantagens consideráveis, como confiabilidade, reduzidos impactos ambientais e capacidade de suprir pequenas redes ou conexão com a rede elétrica de distribuição. Entre estas fontes de energia, a fotovoltaica destaca-se por ser uma das tecnologias mais modulares, apresentando os menores índices de impactos ambientais. Ainda, esta tecnologia possibilitou, através dos sistemas autônomos (*off-grid*), o acesso de energia elétrica a diversas comunidades distantes da rede de distribuição, e também em aplicações remotas de difícil acesso. Entretanto, o painel PV ainda apresenta reduzido rendimento e elevado custo, tornando indispensável o uso de estágios de processamento de energia eficientes e confiáveis. Nesse sentido, este trabalho propõe um sistema fotovoltaico autônomo que utiliza uma configuração descentralizada, visando um melhor aproveitamento de energia gerada. Para o estágio de saída, optou-se pela utilização de um inversor multinível, agregando as vantagens intrínsecas que este tipo de conversor apresenta. São apresentadas as análises de cada estágio de processamento de energia, bem como a modelagem e controle de cada conversor empregado. É proposta uma configuração descentralizada para o banco de baterias, visto que se faz necessário um sistema de armazenamento para sistemas autônomos. Ainda, o controle empregado para o sistema de armazenamento de energia implementa um processo de carga/descarga controlado no banco de baterias, visando o aumento da vida útil destas e a redução dos custos por manutenção. São apresentados resultados de simulação e experimentais, comprovando a funcionalidade da estrutura.

Palavras-chave: Eletrônica de Potência, Energia Solar Fotovoltaica, Sistemas Autônomos.

## **ABSTRACT**

Master Thesis  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria

### **STAND-ALONE PHOTOVOLTAIC SYSTEM USING MULTI-STRING CONFIGURATION AND MULTILEVEL INVERTER**

AUTHOR: MATHEUS IENSEN DESCONZI  
RESEARCH SUPERVISOR: HÉLIO LEÃES HEY  
CO-SUPERVISOR: CASSIANO RECH  
Santa Maria, August 18<sup>th</sup>, 2011.

The continuous economic development of many countries and the emerging environmental issues (gas emissions and the greenhouse effect) observed in the last decades forced an intense research in renewable energy sources. Hydro, photovoltaic (PV) and wind energy conversion are the most explored technologies due to their considerable advantages, such as reliability, low environmental impact and capability to support microgrid systems or to connect to the electric grid. Among these energy sources the PV is pointed out as one of the most modular and environmentally friendly technologies. Furthermore, this technology enabled, by means of stand-alone or off-grid systems, the access of electricity in many communities distant from the grid, and even in difficult access remote applications. However, the PV panel still represents low efficiency and high cost, making imperative the use of efficient and reliable energy processing stages. Therefore, this work proposes a stand-alone photovoltaic system with decentralized configuration, aiming a high energy yield. For the output stage, a multilevel inverter was chosen, aggregating the intrinsic advantages that these converters present. The analysis of each energy processing stage is presented, as well as the modeling and control of the employed converters. Due to the requirement of a backup system (in stand-alone systems), a decentralized configuration of the battery bank is proposed. Moreover, aiming to optimize the backup system lifetime and reduce the maintenance costs, a controlled charge/discharge process on the batteries is implemented. Simulation and experimental results are presented, verifying the functionality of the proposed structure.

Keywords: Power Electronics, Photovoltaic Energy, Stand-alone Systems.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – (a) Consumo energético de cada setor no Brasil e (b) utilização das fontes no setor industrial no ano de 2008[4].	16
Figura 1.2 – (a) Participação das fontes primárias de energia na demanda mundial e (b) a emissão de CO <sub>2</sub> por combustível fóssil em 2008 [1].	16
Figura 1.3 – Emissão mundial de dióxido de carbono [3].	17
Figura 1.4 – Integração dos painéis fotovoltaicos em construções [7].	18
Figura 1.5 – Custos da energia solar fotovoltaica e da energia disponível na rede ao longo dos anos [8].	19
Figura 1.6 – Potencial fotovoltaico cumulativo instalado no mundo [14].	20
Figura 1.7 – Comparação do custos de um sistema fotovoltaico autônomo (a) com gerador diesel ao longo dos anos e (b) com a rede de distribuição em relação à distância da área remota [18].	21
Figura 2.1 – Topologia inversor central.	25
Figura 2.2 – Configuração <i>multi-string</i> .	26
Figura 2.3 – Sistema fotovoltaico autônomo com topologia <i>multi-string</i> [28], [29].	27
Figura 2.4 – Topologias de inversores multiníveis aplicados a sistemas PV: (a) NPC, (b) <i>flying-capacitor</i> , (c) células <i>h-bridge</i> conectadas em série e (d) <i>step</i> [36].	29
Figura 3.1 – Diagrama esquemático do sistema PV proposto.	33
Figura 3.2 – Conversor bidirecional das baterias	35
Figura 3.3 – (a) Estrutura multinível do sistema proposto e (b) formas de onda e comandos das chaves semicondutoras.	36
Figura 3.4 – Representação de um módulo do sistema PV proposto.	38
Figura 3.5 – Modos de operação do sistema PV proposto: (a) Modo 1, (b) Modo 2, (c) Modo 3, (d) Modo 4 e (e) Modo 5.	41
Figura 4.1 – Modelagem do conversor bidirecional.	44
Figura 4.2 – Análise do conversor bidirecional – FT $G_{vi}(s)$ .	49
Figura 4.3 – Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor bidirecional.	50
Figura 4.4 – Diagrama de blocos da malha interna de corrente com distúrbios de saída.	51
Figura 4.5 – Planta $G_{id}(s)$ compensada com os controladores proporcional-integral-derivativo + ressonante.	53
Figura 4.6 – Planta $G_{vi}(s)$ compensada com os controladores proporcional-integral + <i>notch</i> .	54
Figura 4.7 – Esquema em diagrama de blocos da implementação do controle do estágio de entrada modo MPPT.	56
Figura 4.8 – Controle do estágio de entrada do modo regulação: (a) esquema do estágio de entrada e (b) diagrama de blocos do sistema de controle.	57
Figura 4.9 – Exemplo de modulação <i>phase-shift</i> para 7 níveis com índice de modulação $m_a = A_m/A_p$ .	59
Figura 4.10 – Representação de (a) um módulo do sistema proposto e (b) do sistema de controle supervisorio.	67
Figura 4.11 – Região de operação do sistema PV proposto (tensão no barramento CC).	67

Figura 4.12 – Fluxograma da operacional implementada pelo sistema de controle supervisorio. ....	68
Figura 4.13 – Sistema PV autônomo proposto simulado. ....	69
Figura 4.14 – Resultados de simulação transição modo 3-2: (a) potência da <i>string</i> PV, (b) corrente nas baterias e (c) tensão no barramento CC. ....	72
Figura 4.15 – Análise da corrente das baterias: (a) ampliação e (b) espectro harmônico da corrente das baterias com e sem a rejeição de distúrbios. ....	73
Figura 4.16 – Formas de onda da (a) tensão da célula do inversor multinível, (b) tensão de saída e (c) espectro harmônico da tensão de saída. ....	74
Figura 4.17–Resultados de simulação transição modo 2-3: (a) potência da <i>string</i> PV, (b) corrente nas baterias e (c) tensão no barramento CC. ....	76
Figura 4.18 – Resultados de simulação transição modo 3-4: (a) potência da <i>string</i> PV, (b) corrente nas baterias e (c) tensão no barramento CC. ....	77
Figura 4.19 – Ampliação na potência da <i>string</i> PV (modo regulação). ....	77
Figura 4.20 – Análise comparativa na corrente das baterias: resultados de simulação dos controladores do conversor bidirecional em ponto fixo. ....	78
Figura 5.1 – Módulo 2: implementação prática. ....	82
Figura 5.2 – Sistema fotovoltaico implementado. ....	83
Figura 5.3 – Transição modo 3-2: resultados da (a) potência da <i>string</i> PV e (b) tensão do barramento CC (Ch1) e corrente nas baterias (Ch2). ....	84
Figura 5.4 – Ampliação nos resultados da tensão no barramento CC (Ch1), corrente nas baterias (Ch2) e tensão da célula do inversor multinível (Ch3). ....	85
Figura 5.5 – Resultados da corrente nas baterias (Ch2) sem a inclusão dos compensadores propostos. ....	85
Figura 5.6 – Transição modo 2-3: resultados da (a) potência da <i>string</i> PV e (b) tensão do barramento CC (Ch1) e corrente nas baterias (Ch2). ....	86
Figura 5.7 – Transição modo 3-4: resultados da (a) potência da <i>string</i> PV e (b) tensão do barramento CC (Ch1) e corrente nas baterias (Ch2). ....	87
Figura 5.8 – Degrau de carga positivo durante o modo de operação 2. ....	88
Figura 5.9 – Degrau de carga negativo durante o modo de operação 2. ....	89
Figura 5.10 – Degrau de carga positivo durante o modo de operação 3. ....	89
Figura 5.11 – Degrau de carga negativo durante o modo de operação 3. ....	90
Figura 5.12 – Tensão de saída do inversor multinível $v_o$ . ....	91

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Capacidade solar fotovoltaica instalada e potencial disponível na Alemanha, Espanha e Brasil [16].....	21
Tabela 2.1 – Tabela comparativa entre a bateria de chumbo-ácido e níquel-cádmio [40].....	30
Tabela 4.1 – Parâmetros de projeto do controlador do conversor bidirecional.....	50
Tabela 4.2 – Algoritmo P&O [52].....	56
Tabela 4.3 – Parâmetros de simulação do sistema PV proposto .....	70
Tabela 5.1 – Especificações do módulo implementado. ....	81
Tabela 5.2 – Componentes do módulo implementado. ....	82
Tabela A.1 – Radiação diária média mensal para a cidade de Santa Maria, RS [58]. ....	101

## SUMÁRIO

<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>15</b>
<b>1.1 Caracterização do problema.....</b>	<b>22</b>
<b>1.2 Objetivos .....</b>	<b>22</b>
<b>1.3 Organização da dissertação .....</b>	<b>23</b>
<b>2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....</b>	<b>24</b>
<b>2.1 Introdução .....</b>	<b>24</b>
<b>2.2 Topologias de sistemas fotovoltaicos .....</b>	<b>24</b>
2.2.1 Configuração centralizada .....	24
2.2.2 Configuração descentralizada .....	25
<b>2.3 Sistemas fotovoltaicos autônomos .....</b>	<b>26</b>
<b>2.4 Topologias de sistemas PV com inversor multinível.....</b>	<b>27</b>
<b>2.5 Baterias .....</b>	<b>29</b>
<b>2.6 Conclusão.....</b>	<b>31</b>
<b>3 SISTEMA FOTOVOLTAICO PROPOSTO .....</b>	<b>32</b>
<b>3.1 Introdução .....</b>	<b>32</b>
<b>3.2 Sistema proposto – análise geral.....</b>	<b>32</b>
3.2.1 Estágio de entrada – conversores CC-CC .....	34
3.2.2 Estágio de controle do estado de carga das baterias – conversor bidirecional .....	34
3.2.3 Estágio de saída – conversor multinível .....	35
<b>3.3 Modos de operação do sistema PV .....</b>	<b>37</b>
3.3.1 Modo 1 .....	38
3.3.2 Modo 2 .....	38
3.3.3 Modo 3 .....	39
3.3.4 Modo 4 .....	39
3.3.5 Modo 5 .....	40
<b>3.4 Conclusão.....</b>	<b>40</b>
<b>4 MODELAGEM E CONTROLE DO SISTEMA PV PROPOSTO .....</b>	<b>43</b>
<b>4.1 Introdução .....</b>	<b>43</b>
<b>4.2 Estágio de controle do estado de carga das baterias.....</b>	<b>43</b>
4.2.1 Modelagem do conversor bidirecional.....	44
4.2.2 Controle da malha interna de corrente .....	50
4.2.3 Controle da malha externa de tensão .....	53
<b>4.3 Estágio de entrada .....</b>	<b>55</b>
4.3.1 MPPT .....	55
4.3.2 Regulação de tensão.....	56
<b>4.4 Estágio de saída .....</b>	<b>57</b>
4.4.1 Eliminação seletiva de harmônicas.....	58
4.4.2 Modulação por deslocamento de fase das portadoras.....	59
<b>4.5 Metodologia de projeto do sistema PV proposto .....</b>	<b>60</b>
4.5.1 Projeto do sistema PV proposto.....	61
4.5.2 Projeto do conversor bidirecional .....	64
<b>4.6 Sistema de controle supervisorio .....</b>	<b>65</b>
<b>4.7 Resultados de simulação.....</b>	<b>69</b>
4.7.1 Transição modo 3 – modo 2 .....	71

4.7.2	Transição modo 2 – modo 3 .....	75
4.7.3	Transição modo 3 – modo 4 .....	75
4.7.4	Aspectos da implementação prática.....	78
<b>4.8</b>	<b>Conclusão.....</b>	<b>79</b>
<b>5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....</b>		<b>81</b>
<b>5.1</b>	<b>Introdução .....</b>	<b>81</b>
<b>5.2</b>	<b>Transição entre os modos de operação 3 e 2 .....</b>	<b>83</b>
<b>5.3</b>	<b>Transição entre os modos de operação 2 e 3 .....</b>	<b>86</b>
<b>5.4</b>	<b>Transição entre os modos de operação 3 e 4 .....</b>	<b>87</b>
<b>5.5</b>	<b>Degrau de carga .....</b>	<b>88</b>
5.5.1	Degrau de carga positivo no modo de operação 2 .....	88
5.5.2	Degrau de carga negativo no modo de operação 2 .....	88
5.5.3	Degrau de carga positivo no modo de operação 3 .....	89
5.5.4	Degrau de carga negativo no modo de operação 3 .....	90
<b>5.6</b>	<b>Tensão de saída .....</b>	<b>90</b>
<b>5.7</b>	<b>Conclusão.....</b>	<b>91</b>
<b>CONCLUSÃO .....</b>		<b>92</b>
<b>REFERÊNCIAS .....</b>		<b>95</b>
<b>APÊNDICE A - EXEMPLO DE PROJETO DO SISTEMA</b>		
<b>FOTOVOLTAICO PROPOSTO.....</b>		<b>99</b>
<b>A.1</b>	<b>Introdução .....</b>	<b>99</b>
<b>A.2</b>	<b>Exemplo de projeto do sistema proposto.....</b>	<b>99</b>
<b>A.3</b>	<b>Exemplo de projeto do conversor bidirecional .....</b>	<b>102</b>

## INTRODUÇÃO

Nas últimas duas décadas, o crescimento acelerado da demanda mundial por energia mostra que o setor energético deve ser constantemente atualizado e ampliado. Com base no panorama atual, no qual se produz cerca de 143.000 TWh [1], estima-se que a demanda crescerá em média 1,5% ao ano, no período de 2007-2030 [2]. Este crescimento se dará principalmente devido ao desenvolvimento econômico de diversos países, assim como ocorre no grupo formado por Brasil, Federação Russa, Índia, China e África do Sul. Estes cinco países compõem o grupo que em 2007 somaram 25% do produto interno bruto mundial, consumindo 30% da energia total produzida no globo [3]. Ressalta-se que a tendência destes percentuais é de forte aumento, ao considerar-se o perfil de crescimento e de desenvolvimento desses países frente ao cenário da economia mundial.

Essencial no desenvolvimento de um país (gerando capital, renda, emprego, tecnologia, bens de consumo, etc.), o setor industrial é um dos grandes consumidores de energia. No Brasil, por exemplo, ao final de 2008, este setor apresentou um consumo de 39,6% da energia total produzida no país, e, desta parcela, a energia elétrica obteve uma participação de 20,3%, como mostra a Figura 1.1 [4]. Já no cenário mundial observa-se que o setor industrial e o setor de transportes apresentam parcelas praticamente iguais, cerca de 27% [1] de toda energia produzida no globo. No entanto, para o setor industrial a fonte de energia mais utilizada é a energia elétrica (26%), enquanto que para o setor de transportes é o petróleo (94%).

Dessa forma, grande parte dos estudos e pesquisas desenvolvidos na área da eletrônica são direcionados a aplicações industriais, visando à obtenção de sistemas que apresentam alta eficiência e redução de custos.

Assim sendo, e conforme comentado anteriormente pode-se presumir que nos próximos anos a demanda mundial de energia aumentará expressivamente. No entanto, na maioria destes países em desenvolvimento, não há capacidade energética imediata para sustentar um crescimento de grande porte e a curto prazo. De maneira desordenada, a alta demanda e baixa capacidade de fornecimento causarão, possivelmente, uma crise no setor energético.

Algo semelhante foi observado em alguns países, onde os baixos investimentos neste setor juntamente com o aumento da demanda originaram falhas em seu sistema [5]-[6]. Este fato fez com que não somente houvesse interrupções do fornecimento da energia aos consumidores, mas como também gerou aumento do preço na compra de energia.

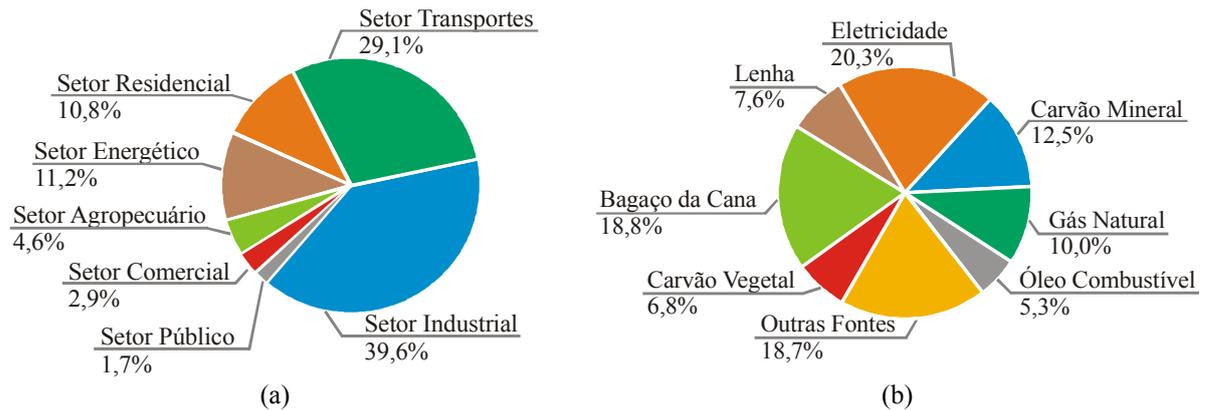
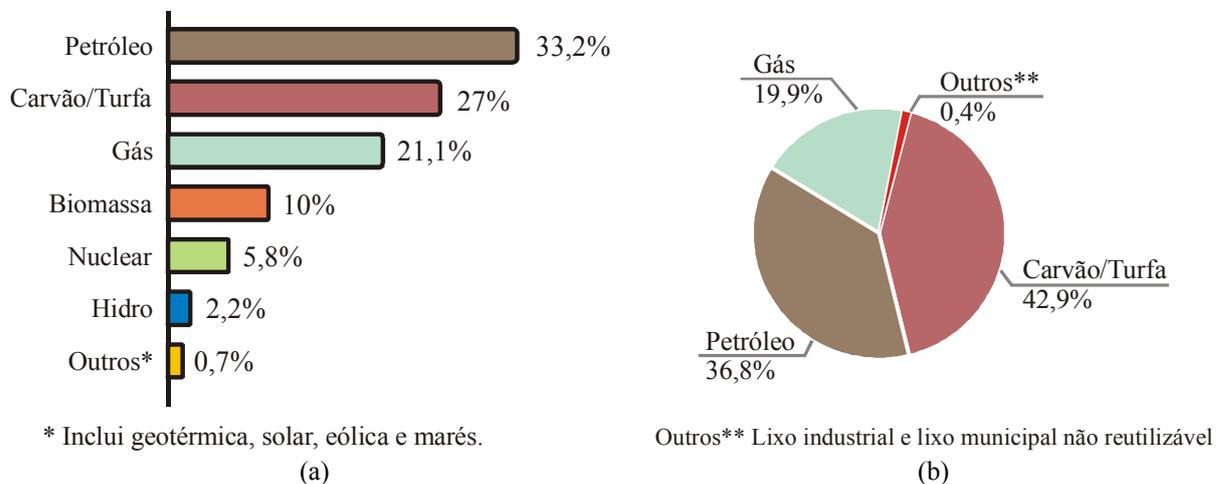


Figura 1.1 – (a) Consumo energético de cada setor no Brasil e (b) utilização das fontes no setor industrial no ano de 2008 [4].

Dessa forma, há a necessidade da ampliação da geração de energia, de forma a acompanhar o desenvolvimento de cada país. Neste aprimoramento, também é importante observar a demanda dos outros setores (não somente o setor industrial) onde a utilização de equipamentos eletroeletrônicos, e conseqüentemente o consumo, dá-se de forma crescente e inevitável.

Atualmente a matriz energética mundial e suas implicações é uma questão intensamente discutida. São inúmeros os debates em nível internacional a respeito da utilização de combustíveis fósseis na geração de energia e suas conseqüências. Como por exemplo, para tratar deste assunto, em Dezembro de 2009 ocorreu a 15ª conferência das Nações Unidas na cidade de Copenhague, Dinamarca. Para ilustrar esta questão, a Figura 1.2(a) mostra a parcela que cada fonte primária de energia contribui na demanda mundial, referente ao ano de 2008 [1]. Observa-se que a maior parte da produção de energia é baseada em fontes não renováveis, como derivados do petróleo e o carvão, e cerca de 18,8% da produção (biomassa, nuclear, recursos hídricos e outros) é gerada através de fontes renováveis.



\* Inclui geotérmica, solar, eólica e marés.

Outros\*\* Lixo industrial e lixo municipal não reutilizável

Figura 1.2 – (a) Participação das fontes primárias de energia na demanda mundial e (b) a emissão de CO<sub>2</sub> por combustível fóssil em 2008 [1].

As fontes que utilizam combustíveis fósseis emitem gases poluentes resultantes de sua queima, como o dióxido de carbono ( $\text{CO}_2$ ). Não são novidade os prejuízos que este gás causa ao meio ambiente. Nas camadas da atmosfera, este gás ocasiona e agrava o efeito estufa, e como resultado, dão-se as mudanças climáticas que afetam o ecossistema. Um pequeno desequilíbrio na temperatura é suficiente para provocar consequências severas e irreversíveis na fauna e na flora. Baseando-se nas fontes não renováveis e sua utilização, apresentado pela Figura 1.2(a), a emissão de  $\text{CO}_2$  para estas fontes é apresentada através da Figura 1.2(b). Nota-se que o carvão/turfa e petróleo são os grandes responsáveis pela produção do dióxido de carbono, contabilizando aproximadamente 80% de toda produção.

Observando o histórico da emissão deste gás poluente, a Figura 1.3 ilustra a crescente tendência da emissão mundial de  $\text{CO}_2$ , devido à forte dependência por fontes não renováveis; salienta-se ainda que ao final de 2007 a emissão deste gás chegou a 29 Gt [3]. Mesmo com estes dados, desvantagens e prejuízos citados anteriormente, estimativas indicam que até 2030 a demanda por carvão terá o maior aumento dentre as fontes primárias; seguido pelo petróleo, que tende a crescer com uma taxa de 1% ao ano, sendo o setor de transportes responsável por 97% deste crescimento [2].

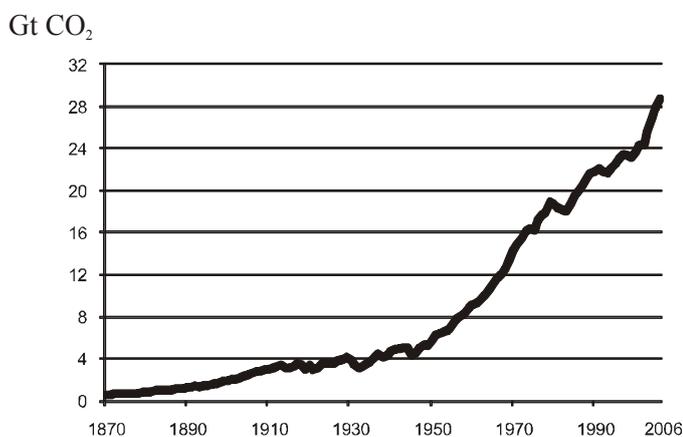


Figura 1.3 – Emissão mundial de dióxido de carbono [3].

É evidente, portanto, que algumas medidas por parte dos governantes devem ser tomadas, no intuito de diminuir o uso de fontes não renováveis e promover o desenvolvimento de tecnologias para gerar energia limpa.

Com base no exposto, percebe-se que a busca e evolução de novas fontes alternativas de energia é atualmente impulsionada por dois principais motivos: o crescimento econômico mundial e as questões ambientais.

Dentre as fontes renováveis conhecidas no meio científico, a tecnologia fotovoltaica (PV – *Photovoltaic*) apresenta inúmeras vantagens na maneira em que esta produz energia elétrica. Pode-se citar [7]-[10]:

- Fonte de energia inesgotável: anualmente o Sol envia a Terra aproximadamente 10.000 vezes o consumo mundial anual de energia. Sendo assim, uma fonte de energia com grande potencial e ainda pouco explorada;
- Reduzidos impactos ambientais: em seu funcionamento, não produz ruídos e não emite gases poluentes, utilizando apenas a luz solar;
- Boa confiabilidade: é uma fonte segura, possuindo vida útil de, em média, 30 anos, e pode ser facilmente reciclada. O silício, segundo material mais abundante na Terra, é usado na confecção da maioria das células hoje produzidas, e os painéis PV podem apresentar índices de reciclagem superiores a 80%;
- Fonte de energia modular: pode ser facilmente transportada e instalada, não exigindo maiores prazos até entrar em funcionamento;
- Integração em construções (BIPV – *Building Integrated Photovoltaic*): os painéis fotovoltaicos podem ser facilmente integrados aos prédios e as casas, tanto nos telhados, como em fachadas (Figura 1.4).

O potencial desta fonte de energia é muito amplo. A terra recebe energia proveniente do Sol a uma taxa de  $1,8 \times 10^{14}$  kW [11]-[12]. No entanto, em média, 60% desta energia chega à superfície; parte da radiação é refletida e/ou difusa pelas nuvens, e outra parte refletida pela superfície. Mesmo assim, se 0,1% desta quantidade fosse convertida em energia elétrica com um rendimento de 10%, seria quatro vezes a capacidade mundial de produção de energia [11].



Figura 1.4 – Integração dos painéis fotovoltaicos em construções [7].

Porém, algumas são as justificativas da pouca utilização da energia solar. A tecnologia empregada na conversão da radiação solar em energia elétrica ainda é pouco desenvolvida, pois em média, um painel fotovoltaico possui um rendimento que varia de 7% a 22%, dependendo da tecnologia empregada [9].

A energia processada pelos painéis é entregue na forma CC (corrente contínua), sendo necessário pelo menos um estágio de conversão de energia para aplicações em CA (corrente alternada). Também, a construção de um painel fotovoltaico demanda muitos processos e energia, elevando expressivamente seu custo. Dessa forma, para alguns casos torna-se inviável a sua aplicação.

Outro parâmetro levado em consideração são os custos de energia gerada. Nos primórdios da tecnologia PV, os módulos, em sua vida útil, não produziam sequer a quantidade de energia que demandava para confeccioná-los, custando cerca de 27 US\$/W. Nos sistemas fotovoltaicos atuais, estima-se o valor de 4-7 US\$/W, sendo somente os módulos fotovoltaicos responsáveis por 68% desta quantia [7], [11]. No entanto, este valor ainda é elevado, comparado com as demais fontes de energia utilizadas atualmente.

Para realizar a análise do preço da energia produzida por sistemas fotovoltaicos, utiliza-se um gráfico chamado “paridade com a rede”, ou em inglês, *grid-parity*, representado pela Figura 1.5 [8]. Neste gráfico são observados os custos da energia solar PV em comparação aos custos da energia disponível na rede de distribuição atual em momentos de alta e baixa demanda. Observa-se, portanto, uma projeção apontando que a partir de 2020 os custos da energia solar fotovoltaica serão competitivos com as taxas atuais.

Nesse sentido, alguns países aplicam políticas de apoio para a disseminação da energia solar PV. As leis de incentivo visam tornar mais acessível a implantação desta tecnologia, considerando o sistema energético de cada país [13]-[14].

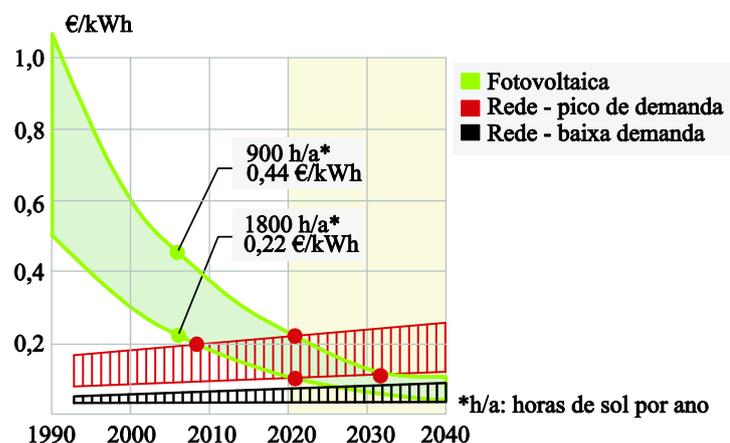


Figura 1.5 – Custos da energia solar fotovoltaica e da energia disponível na rede ao longo dos anos [8].

A Europa é um exemplo de que este investimento é seguro e beneficia tanto o governo quanto o gerador de energia. A Figura 1.6 mostra o potencial cumulativo de energia solar PV instalada no mundo a partir de 2006. Percebe-se que na Europa o aumento do potencial instalado foi muito significativo devido a leis de incentivo e as restrições naturais por outras fontes de energia, diferentemente do caso do Brasil.

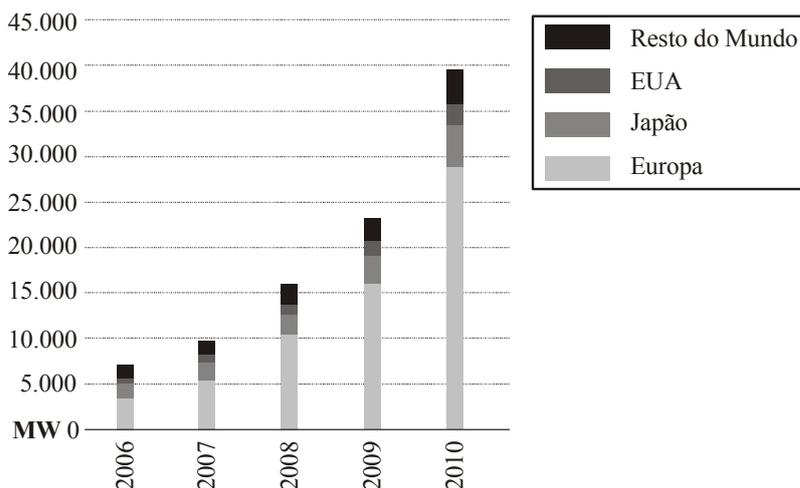


Figura 1.6 – Potencial fotovoltaico cumulativo instalado no mundo [15].

As leis de incentivo também se fizeram presentes em outros países. No Brasil, o Programa de Incentivo as Fontes Alternativas de Energia Elétrica (PROINFA) foi um exemplo da tentativa do governo em incentivar a produção de energia elétrica através de fontes alternativas de energia. No entanto, a energia solar fotovoltaica não estava contemplada pelo programa [16].

Outros programas, como Luz Para Todos, promoveriam grandes oportunidades da disseminação da tecnologia PV no país, além de criar oportunidades para empresas e parques industriais competitivos. Porém, encontrou-se uma grande resistência na liberação de recursos para implantação de sistemas fotovoltaicos [16], fato que impossibilitou um elevado índice de disseminação desta tecnologia.

O Brasil conta com um potencial fotovoltaico instalado de 20MW [17]. O emprego desta tecnologia é predominantemente em sistemas autônomos, para aplicações em telecomunicações, eletrificação rural e para alimentação de bombas d'água. Os sistemas conectados a rede são raros, sendo a maior parte para fornecimento de energia a prédios e laboratórios, para estudos de comportamento deste sistema, como por exemplo, o sistema conectado a rede de 16 kW instalado no CEPTEL em 2002 [18]. Este sistema supre parte do consumo energético do edifício.

Embora o pequeno avanço com esta tecnologia, o potencial brasileiro de produção de energia solar fotovoltaica é muito vasto. A Tabela 1.1 compara o potencial disponível e o

instalado no Brasil, na Alemanha e na Espanha. Apesar de dados não oficiais, sabe-se da construção de uma usina no nordeste brasileiro com a capacidade instalada de 1 MW<sub>p</sub>. Ou seja, mesmo com novas iniciativas, o Brasil ainda apresenta um potencial pouco aproveitado.

Tabela 1.1 – Capacidade solar fotovoltaica instalada e potencial disponível na Alemanha, Espanha e Brasil [17].

	Alemanha	Espanha	Brasil
<b>Capacidade instalada (MW)</b>	3.800	451	0,145*
<b>Potencial (kW·h/m<sup>2</sup>·ano)</b>	900	1800	1950

\*Sistemas conectados a rede.

Durante anos os sistemas autônomos têm levado energia elétrica a populações em áreas remotas ou de difícil acesso. Estima-se que, em 2008, 1,5 bilhões de pessoas não tinham acesso à energia elétrica [2], sendo a maioria localizada em áreas rurais.

A principal justificativa do uso de sistemas autônomos refere-se aos custos e prazos de implementação. Os sistemas fotovoltaicos autônomos estão cada vez mais competitivos com os sistemas usualmente empregados, como geradores a diesel [9], [19]. A Figura 1.7(a) apresenta uma comparação entre os sistemas autônomos baseados em geradores a diesel e em sistemas fotovoltaicos, para uma aplicação de eletrificação rural com demanda de 10.000 Wh/dia [19]. Nota-se que em função dos custos do combustível e da manutenção do sistema a diesel, a partir de 5 anos de funcionamento, o sistema fotovoltaico apresenta menor custo.

Ainda, para avaliar a necessidade destes sistemas frente à conexão com a rede, a Figura 1.7(b) apresenta a comparação dos custos de uma extensão da rede elétrica até o consumidor final e um sistema PV autônomo de 30 kW<sub>p</sub>. Quando a distância torna-se maior que, aproximadamente, 18 km, o custo inicial do sistema PV é menor.

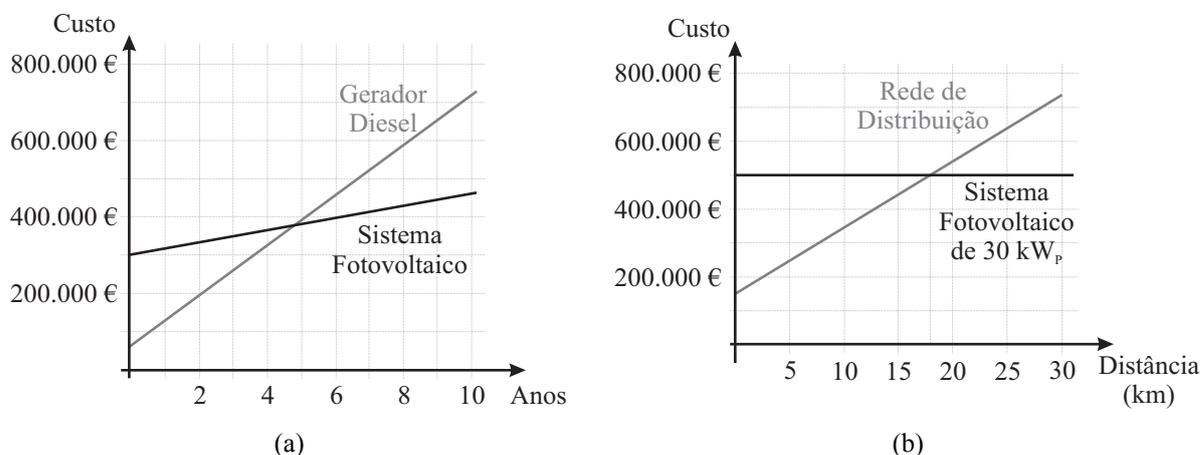


Figura 1.7 – Comparação do custos de um sistema fotovoltaico autônomo (a) com gerador diesel ao longo dos anos e (b) com a rede de distribuição em relação à distância da área remota [19].

## 1.1 Caracterização do problema

Os sistemas fotovoltaicos autônomos (ou *off-grid*) são sistemas não conectados a rede elétrica de distribuição, e utilizam baterias para que o fornecimento de energia não seja interrompido à noite ou em dias com pouca radiação solar. Estes sistemas são usualmente empregados em sistemas remotos (estações de telecomunicações, iluminação remota, sistemas de navegação marítima), em eletrificação rural e em equipamentos de bens de consumo (relógios, calculadoras, carregadores de baterias, entre outros) [9].

Ao longo dos anos foram propostas diversas topologias no meio científico e pelas indústrias da área. O baixo rendimento que esta tecnologia ainda apresenta, aliada ao seu comportamento não-linear, promoveu a criação e desenvolvimento de configurações e técnicas de rastreamento de máxima potência, para que o máximo de energia seja aproveitado, tornando o emprego de sistemas PV economicamente mais viável. Para isso, fez-se o uso de conversores estáticos, que processam e condicionam a energia da maneira necessária.

O conjunto de baterias que compõe os sistemas autônomos, conforme salientado anteriormente, também é um item de preocupação. As baterias comumente utilizadas para estes sistemas possuem uma vida útil menor que a dos painéis PV, e que pode ser ainda mais reduzida com uma manipulação indevida durante os ciclos de carga e descarga. Dessa forma, os custos de manutenção do sistema podem se tornar elevados.

Outro ponto de grande destaque refere-se ao estágio de saída de sistemas PV. Assim como nos sistemas conectados a rede, os sistemas autônomos necessitam de um estágio inversor para adequar o tipo de energia entregue pelos painéis (CC) para a carga (CA). Ainda, além desta necessidade, é de extrema importância que a topologia escolhida para este estágio também apresente alta eficiência para que o máximo de energia gerada seja entregue a carga, sem subutilizar o potencial dos painéis PV. Dessa forma, faz-se necessária uma análise criteriosa para a definição da topologia.

## 1.2 Objetivos

Este trabalho propõe o desenvolvimento de um sistema fotovoltaico autônomo com configuração *multi-string* e conversor multinível no estágio inversor, tendo como principal contribuição desta proposta, tanto o processo de controle de carga/descarga das baterias,

quanto o arranjo em que estas se encontram, o qual visa aumentar a vida útil das baterias, reduzindo assim os custos de manutenção do sistema.

Adicionalmente, a escolha por utilizar um conversor multinível para o estágio de saída do sistema PV proposto apresenta como principais motivações, a melhoria de índices de desempenho necessários na forma de onda entregue a carga, o aumento na eficiência do sistema e a redução no número de dispositivos semicondutores quando comparada a outras topologias de inversores multiníveis utilizadas na mesma função.

### **1.3 Organização da dissertação**

A seguir é apresentado um breve resumo do que será tratado em cada capítulo desta dissertação de mestrado.

Capítulo 2: neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica dos principais pontos que esta dissertação engloba. São destacadas as principais topologias de sistemas fotovoltaicos (focando nas topologias descentralizadas), topologias de inversores multiníveis aplicadas a sistemas PV, e por fim, detalhes a respeito de baterias e o conversor utilizado para carga/descarga.

Capítulo 3: neste capítulo é apresentado o sistema PV proposto, analisando cada estágio de processamento de energia, assim como seu funcionamento durante as condições de operação do sistema, indicando os possíveis modos de operação.

Capítulo 4: neste capítulo é realizada uma análise matemática e modelagem dos conversores envolvidos, apresentando os controladores empregados em cada estágio. Ao final deste capítulo são apresentados resultados de simulação.

Capítulo 5: os resultados experimentais dos principais modos de operação do sistema PV proposto são apresentados neste capítulo.

Conclusão: neste capítulo são apresentadas as principais conclusões e reflexões da dissertação, assim como propostas para trabalhos futuros.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 Introdução

Neste capítulo será abordada a revisão bibliográfica dos principais temas deste trabalho. Inicialmente, uma revisão sobre as principais configurações de sistemas fotovoltaicos é discutida. A seguir, é discutida a inserção de conversores multiníveis nos sistemas PV, apresentando as principais topologias. E, por fim, algumas informações importantes sobre as baterias e método de carga.

Salienta-se que os conceitos básicos sobre a tecnologia PV, assim como outros exemplos de configurações topológicas, não serão abordados por este trabalho, por já serem objeto de discussão em trabalhos anteriores no próprio PPGEE-UFSM e de amplo conhecimento na literatura. Entretanto, são citadas referências que abordam estes assuntos.

### 2.2 Topologias de sistemas fotovoltaicos

Os sistemas fotovoltaicos apresentam possibilidades de implementação, de forma a se adequar com a potência da aplicação e rendimento desejado. A classificação desses sistemas varia de acordo com o arranjo dos painéis fotovoltaicos e a disposição dos conversores utilizados para processamento da energia. A literatura aponta algumas arquiteturas de sistemas, citando suas vantagens e desvantagens, sendo as principais discutidas a seguir.

#### 2.2.1 Configuração centralizada

Como primeira configuração elaborada para aplicações em sistemas PV, a configuração centralizada (dando origem à topologia inversor central) é a mais utilizada [21]-[22]. Esta consiste em conjuntos, ou arranjos, de painéis fotovoltaicos (*strings*) conectados em paralelo, para que se obtenha o nível de tensão e potência desejado. Este arranjo final é conectado a um único inversor, que tem por objetivo condicionar a energia na forma CA para conexão deste sistema à rede de distribuição ou a uma carga (Figura 2.1).

A principal desvantagem desta topologia é a ausência de um sistema de rastreamento de máxima potência para cada *string*, ou seja, ocorre a possibilidade das *strings* não serem otimizadas para fornecer a máxima potência que cada painel, ou conjunto de painéis, pode processar. Entretanto, esta topologia é a mais utilizada por apresentar baixo custo e manutenção simplificada.

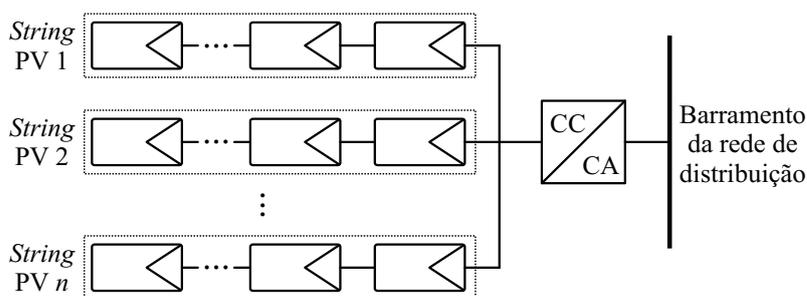


Figura 2.1 – Topologia inversor central.

### 2.2.2 Configuração descentralizada

O envelhecimento, o sombreamento parcial e as disparidades presentes entre os próprios painéis fotovoltaicos são alguns dos fatores que comprometem a potência total gerada em um sistema centralizado. Na *string*, os painéis que apresentam algum destes defeitos se comportam como uma carga, gerando um decréscimo na potência total. Desse modo, sistemas descentralizados foram propostos visando contornar estes problemas, proporcionando um aumento na eficiência na geração de energia, além de possuir uma característica modular, facilitando manutenção, reposição ou ainda integração de conversores [22].

O sistema baseado no conceito *multi-string* é uma derivação das configurações descentralizadas, no qual conversores CC-CC são conectados aos arranjos fotovoltaicos, gerando um barramento CC, e estes conectados em série/paralelo a um único inversor de saída (Figura 2.2). A grande vantagem da topologia *multi-string* é a estratégia de controle e manutenção/reposição simplificadas, e, também, a possibilidade de aquisição de dados individuais dos arranjos PV [21]-[23].

Apesar da redução de rendimento da energia gerada, dada pela inclusão de outro estágio de potência (conversor CC-CC) [24], o conversor empregado pode agregar outras vantagens. Para topologias de sistemas PV não-isoladas, os conversores elevadores de tensão (*boost*) possibilitam ganho de tensão no barramento CC, não havendo necessidade da conexão de vários

painéis PV em série para atingir a tensão necessária para o inversor de saída. Desse modo, os sistemas não ficam limitados em uma potência mínima para o correto funcionamento, assim como verificação em normas de segurança (máxima tensão permitida no sistema).

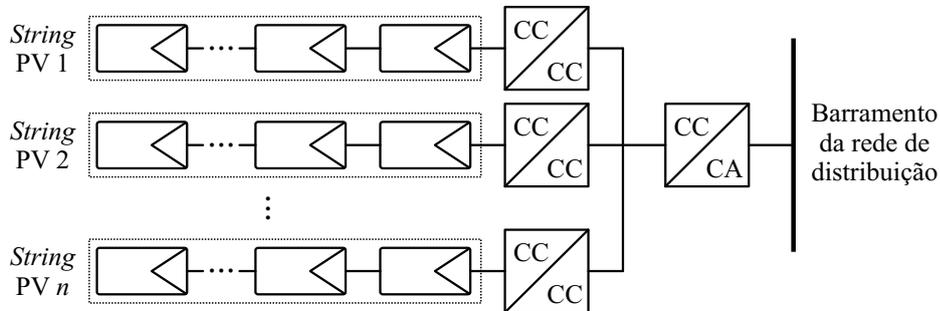


Figura 2.2 – Configuração *multi-string*.

Outra vantagem refere-se à ondulação na energia gerada pelos painéis. Nas topologias em que os painéis são conectados diretamente ao inversor de saída, se o capacitor de alimentação do inversor não for adequadamente projetado, haverá ondulação de potência originada pelas harmônicas da forma de onda de saída. Para que isso seja evitado, o dimensionamento desse capacitor deve prever essa situação. O conversor CC-CC, como estágio intermediário, faz com que estas ondulações sejam minimizadas [21], [25] com a possibilidade de redução do capacitor de barramento.

### 2.3 Sistemas fotovoltaicos autônomos

A perspectiva de sistemas descentralizados também se estendeu a aplicações não conectadas a rede, ou seja, sistemas autônomos que possuem estágio de armazenamento de energia. Na literatura técnica encontram-se diversas configurações de sistemas autônomos, com variações na topologia e posicionamento dos conversores envolvidos e do banco de baterias [26]-[28].

Em [29] e [30] é proposto e desenvolvido um sistema fotovoltaico autônomo com configuração *multi-string*, composto por duas *strings*, conforme mostra a Figura 2.3. Cada *string* é conectada a um conversor CC-CC topologia *boost*, compondo o primeiro estágio do sistema. Os conversores *boost* são conectados em série, formando um único barramento CC, no qual se encontra conectado o inversor ponte-completa (ou *full-bridge*) com filtro de saída. Tornando a aplicação autônoma, também conectado ao barramento CC, é adicionado

um estágio de armazenamento de energia, composto por um único conversor bidirecional e filtro LCL, gerenciando um único banco de baterias (Sistema Centralizado de Gerenciamento de Baterias – SCGB).

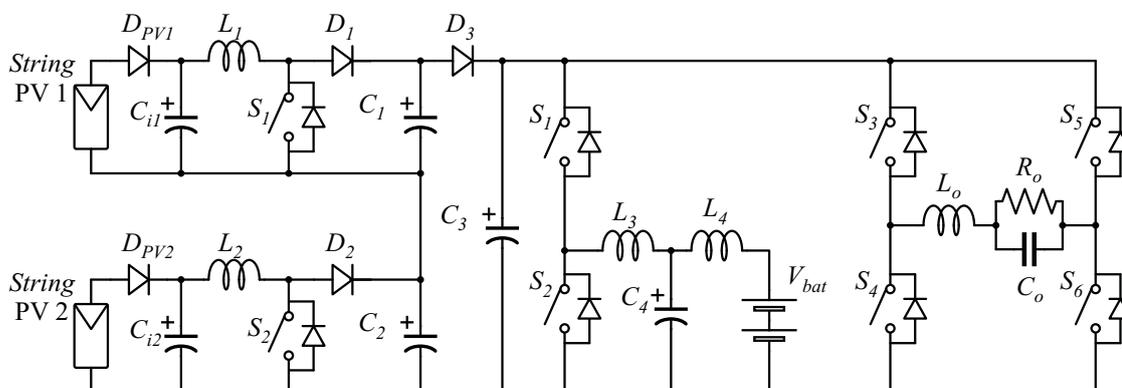


Figura 2.3 – Sistema fotovoltaico autônomo com topologia *multi-string* [28], [29].

## 2.4 Topologias de sistemas PV com inversor multinível

Atualmente, em inúmeras aplicações de média e alta potência, os conversores multiníveis se tornaram cada vez mais comuns [31]-[34]. A utilização das topologias de inversores clássicos (tais como meia-ponte e ponte-completa) pode restringir a potência do conversor devido à tecnologia de semicondutores disponível. Para conversores multiníveis, a grande vantagem é o emprego de componentes especificados para baixa/média potência, sendo possível aplicar em sistemas de alta potência.

Ainda, destaca-se que a distorção harmônica da forma de onda sintetizada por um conversor multinível pode ser reduzida à medida que o número de níveis é aumentado. Esta propriedade aliada à possibilidade de operação em baixa frequência do conversor (aumento do rendimento, devido à diminuição das perdas por comutações) são algumas das vantagens atrativas frente aos inversores clássicos.

Dessa forma, em diversos segmentos da eletrônica, os conversores multiníveis vêm sendo utilizados; tais como: área automotiva (veículos híbridos), inversores de frequência, fontes de potência CA, acionamento de motores, filtros ativos, energias renováveis, entre outros [31], [33], [35].

Verificou-se na literatura técnica uma característica vantajosa entre estes conversores e os sistemas fotovoltaicos, principalmente na configuração descentralizada. Os conversores

multiníveis cascata, por exemplo, utilizam fontes CC separadas para seu correto funcionamento, e os sistemas descentralizados apresentam esta característica (cada *string* representa uma fonte CC). Logo, além do sistema apresentar um melhor aproveitamento de energia – por parte do sistema descentralizado – o estágio inversor irá proporcionar uma forma de onda de saída com baixo conteúdo harmônico, possibilidade de empregar semicondutores de baixos valores nominais, redução de filtros de saída e redução da tensão de modo comum [36].

Tendo em vista o exposto, propostas de inversores multiníveis aplicados a sistemas PV foram apresentadas na literatura. Em [36] é realizada uma análise comparativa acerca das principais topologias multiníveis, não-isoladas, associadas a sistemas PV conectados à rede. Quatro principais topologias apresentadas pelo autor podem ser visualizadas na Figura 2.4. Nesta análise são destacados os principais aspectos que impactam na escolha de uma topologia multinível para a aplicação em PV, como tensão de modo comum (corrente de fuga), número de módulos necessários, número de chaves semicondutoras e diodos.

A topologia da Figura 2.4(d) é apenas citada pelo autor, não sendo incluída na comparação, devido ao fato que esta foi desenvolvida, inicialmente, para uma configuração multinível assimétrica com 63 níveis (em p.u., 1:2:4:8:16), ou seja, a potência processada por cada módulo é diferente (o autor dedica sua comparação a topologias simétricas). No entanto, analisando esta topologia notam-se algumas características que merecem destaque. A partir de um determinado número de níveis (mesmo para uma configuração simétrica), torna-se interessante devido à possibilidade da redução no número de chaves semicondutoras, em relação às outras topologias apresentadas.

Esta topologia, parcialmente modificada, foi analisada de forma extensiva em [37], na qual apresenta chaves semicondutoras ao invés dos diodos  $D_1$ - $D_5$ , de forma a se adequar a condições de corrente de carga defasadas em relação à tensão sintetizada. Na análise, é apresentada guias de projeto para as configurações simétricas e assimétricas, assim como resultados experimentais.

Ainda, em [38] é realizada uma comparação de topologias de inversores clássicos e multiníveis sob diversos aspectos, como número de componentes (capacitores e dispositivos semicondutores), número de níveis e conteúdo harmônico do sinal de saída, interferência eletromagnética causada pela topologia e níveis de corrente de fuga (tensão de modo comum). Ao final desta análise, é realizado um sumário sobre estes aspectos, onde conclui-se que grande parte das topologias de inversores multiníveis apresentam características interessantes e vantajosas para as aplicações em sistemas PV.

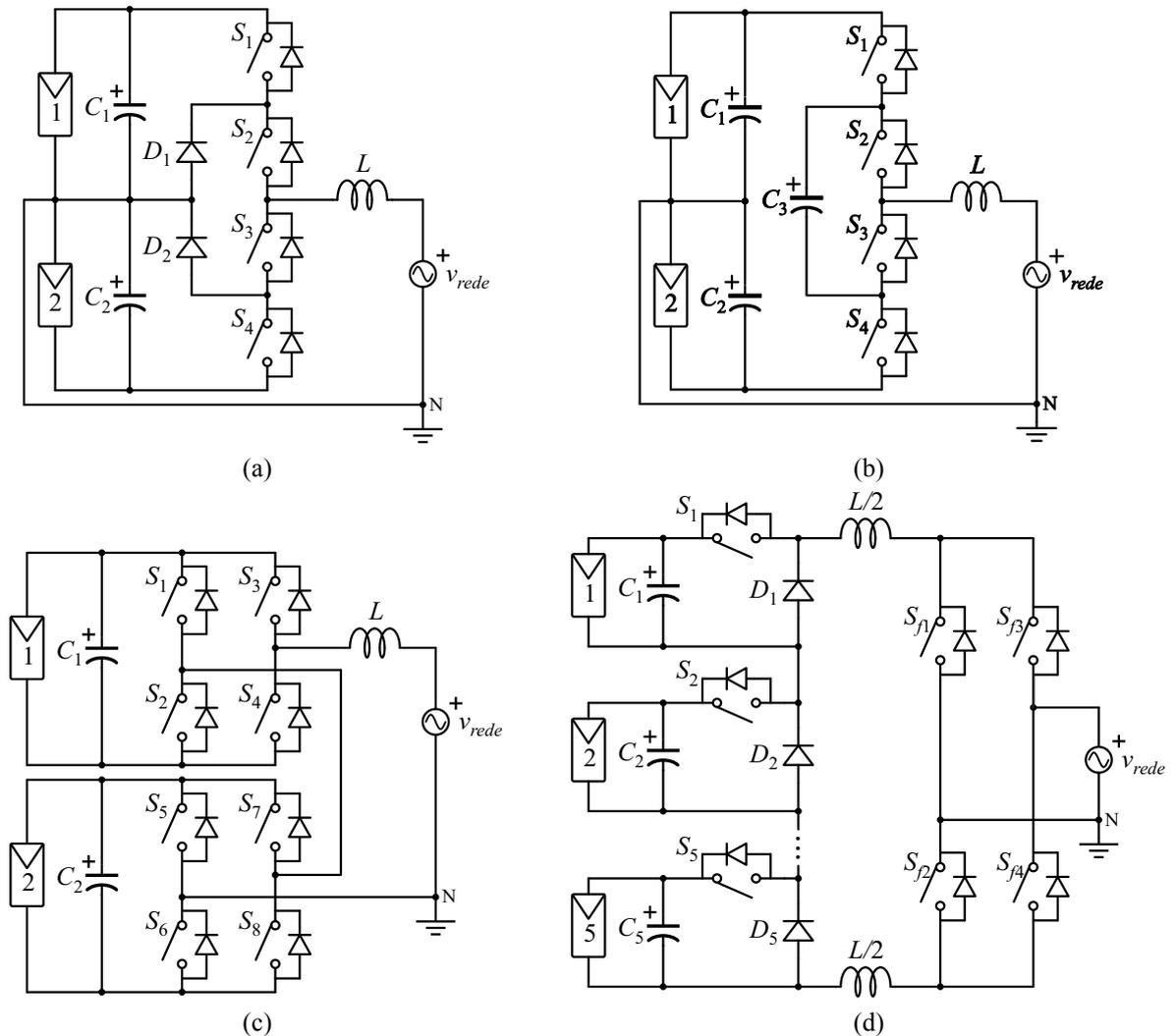


Figura 2.4 – Topologias de inversores multiníveis aplicados a sistemas PV: (a) NPC, (b) *flying-capacitor*, (c) células *h-bridge* conectadas em série e (d) *step* [36].

## 2.5 Baterias

A intermitência da energia processada pelo módulo fotovoltaico exige que em sistemas isolados seja utilizado algum elemento armazenador de energia. Na maioria das aplicações, são as baterias que desempenham esta função, onde parte da energia gerada pelos painéis durante o dia é armazenada para utilização em momentos de pouca ou nenhuma radiação solar. Isto garante o fornecimento constante de energia elétrica à carga em qualquer período do dia e/ou condições climáticas.

Atualmente há diversos tipos de baterias que são analisadas para aplicações em sistemas fotovoltaicos [39]. Abrangendo 90% do mercado, a bateria de chumbo-ácido apresenta baixo custo, é facilmente encontrada no mercado, apresentando rendimento entre

70-84%. Já as baterias de níquel-cádmio que também possuem rendimento semelhante, possuem como ponto negativo o fato de apresentarem custo mais elevado (pelo menos duas vezes mais caras que as de chumbo-ácido). Porém não apresentam algumas desvantagens presentes nas baterias de chumbo-ácido. As baterias de níquel-cádmio possuem maior vida útil, podem ser totalmente descarregadas sem prejuízos à bateria e são menos sensíveis a variações de temperatura [40].

Entretanto, algumas considerações sobre o uso das baterias em sistemas fotovoltaicos merecem atenção. A bateria pode ser um elemento crítico no cômputo geral do sistema autônomo. Somente o módulo fotovoltaico contribui com 68% no custo inicial do sistema e as baterias com uma parcela de menos de 15% [41]. Entretanto, a vida útil de um módulo fotovoltaico é de 30 anos, enquanto a vida útil das baterias estima-se entre 3-8 anos. A característica deste componente faz com que o investimento a longo prazo seja aumentado significativamente, ou seja, considerando custos de manutenção, a parcela em relação a bateria sobe para cerca de 45% do custo total do sistema [41].

Esta estimativa de vida útil ainda pode ser reduzida dependendo das características operacionais da bateria. Alguns parâmetros como profundidade de descarga e método de carga e descarga, influenciam diretamente no desempenho e na vida útil da mesma.

Conforme citado anteriormente, as baterias que mais se difundiram no mercado são as baterias de chumbo-ácido e de níquel-cádmio (NiCd) [42]-[43]. A Tabela 2.1 mostra a comparação de algumas propriedades dessas duas baterias.

Tabela 2.1 – Tabela comparativa entre a bateria de chumbo-ácido e níquel-cádmio [42].

Propriedades	Chumbo-ácido	níquel-cádmio
Tensão nominal	2 V/e	1,2 V/e
Máxima capacidade do elemento	12000 Ah	1250 Ah
Tensão de flutuação	2,23 V/e	1,40 V/e
Corrente de flutuação para carga de 100 Ah	10-40 mA	20-80 mA
Faixa de temperatura de operação	-10 °C a 55 °C	-20 °C a 45 °C
Descargas profundas	Possível com restrições	Possível

## 2.6 Conclusão

A revisão bibliográfica possibilitou investigar possíveis configurações de sistemas PV que apresentam rendimento elevado da energia gerada. Verificou-se que as topologias descentralizadas, e ainda, com o emprego de conversores multiníveis, são uma escolha apropriada para implementação de um sistema modular, eficaz e confiável. Uma breve análise sobre os tipos de baterias comumente utilizadas foi efetuada, e concluiu-se que as baterias de chumbo-ácido apresentam uma melhor relação custo-benefício, desde que estas sejam manuseadas adequadamente.

## 3 SISTEMA FOTOVOLTAICO PROPOSTO

### 3.1 Introdução

Baseando-se nas possíveis configurações de sistemas fotovoltaicos, assim como nas topologias de conversores multiníveis estudadas na revisão bibliográfica, este capítulo aborda a proposta de um sistema fotovoltaico autônomo com configuração *multi-string*.

São analisados os estágios de processamento desde a energia gerada pelos painéis até a carga final. As funções de cada estágio são apresentadas, assim como as principais características e vantagens dentro do sistema proposto.

Encerrando este capítulo, é realizada a análise dos modos de operação. Esta análise possibilita que o sistema opere adequadamente e dentro da eficiência esperada, visando à qualidade e fornecimento contínuo de energia para a carga.

### 3.2 Sistema proposto – análise geral

A estrutura proposta, demonstrada através de blocos na Figura 3.1, é classificada como uma configuração *multi-string*, na qual é composta por “*n*” strings, cada uma com um conversor CC-CC (estágio de entrada) correspondente. A saída de cada conversor CC-CC é conectada a uma célula do inversor multinível, formando o estágio de saída. O sistema de armazenamento de energia, também conectado em cada saída do estágio de entrada, é dividido entre “*n*” conversores CC-CC, gerenciando “*n*” bancos de baterias (Sistema Descentralizado de Gerenciamento de Baterias – SDGB). O arranjo composto por uma *string* PV, um conversor CC-CC de entrada, um conversor CC-CC das baterias e uma célula do inversor multinível é considerado um módulo do sistema proposto.

Apesar da configuração SDGB proposta introduzir desvantagens em relação a configuração SCGB, ocorre que alguns fatores importantes devem ser ressaltados. Supondo um único banco com baterias conectadas em série, constata-se que ao longo dos ciclos de operação deste banco a tensão individual de cada bateria começa a se diferenciar entre as outras, resultando no desbalanceamento do estado de carga do banco inteiro [44]. Desse modo, além do banco de baterias operar em um potência inferior (limitada pela bateria defeituosa), esse desbalanceamento pode resultar com que algumas baterias do banco operem

em condições de sobrecarga e sobredescarga, reduzindo a expectativa de vida do banco de baterias inteiro [44]-[45].

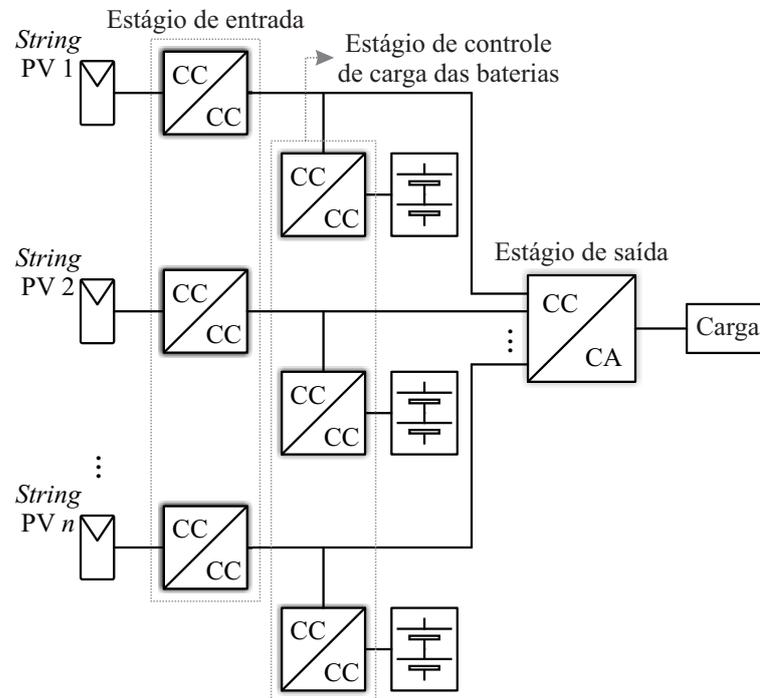


Figura 3.1 – Diagrama esquemático do sistema PV proposto.

Ainda, o autor em [45] analisa a configuração de módulos de potência (para baterias) conectados em paralelo, citando suas principais características e vantagens. Verificou-se que os módulos com grupos menores de baterias facilitam o despacho de energia, com a possibilidade de empregar baterias de diferentes autonomias, principalmente se estas não se encontram com o mesmo estado de carga ou idade. Isto faz com que o gerenciamento da energia das baterias seja mais eficiente, prevenindo danos permanentes devido a sobredescarga. Ainda, no caso da utilização de um sistema para verificar o estado de carga das baterias, esta configuração permite um monitoramento *online* com maior precisão.

Portanto, um sistema que apresenta gerenciamento em grupos menores de baterias pode reduzir os problemas de disparidades entre estas, realizar um método de carga mais apropriado e sem prejudicar a potência total do banco.

A estrutura proposta, conforme se observa na Figura 3.1, possui um conversor bidirecional por módulo, representando maiores custos devido ao aumento no número de conversores e componentes, quando comparado com outras configurações. Entretanto, o custo inicial de um sistema PV autônomo (dado principalmente pelo custo dos painéis) pode minimizar o impacto do custo relativo ao aumento no número de conversores. Outra

vantagem condiz com a possibilidade do emprego de baterias com diferentes capacidades e autonomias, quando se é selecionada uma estrutura multinível simétrica ou assimétrica. A autonomia para o fornecimento de energia ao sistema, assim como a tensão necessária para cada célula do inversor multinível, introduz este grau de liberdade, possibilitando a escolha de baterias com menor custo. Portanto, o sistema de geração de energia pode possuir uma grande flexibilidade para diversas aplicações, levando em consideração variáveis como: custo, eficiência e confiabilidade.

Para tentar solucionar a questão do aumento de conversores (e conseqüentemente melhorar o rendimento), alguns sistemas com conversor da bateria integrado ao caminho principal do fluxo de potência foram propostos [46]-[47]. No entanto, estas propostas são cabíveis apenas para aplicações em baixa potência, já que estas não consideram um método adequado de gerenciamento das baterias. Dessa forma, baterias com elevado custo e nas quais o método de carga não impacta significativamente na vida útil podem ser escolhidas.

Uma metodologia de projeto do sistema PV proposto é apresentado no Capítulo 4.

### 3.2.1 Estágio de entrada – conversores CC-CC

O estágio de entrada é responsável pela primeira etapa de processamento da energia gerada pelos painéis PV. Implementado através de conversores CC-CC, este deve executar o rastreamento do ponto de máxima potência (ou em inglês, MPPT – *Maximum Power Point Tracking*) de forma a disponibilizar toda potência disponível na *string* aos demais estágios do sistema. Conforme salientado anteriormente, sistemas descentralizados otimizam a energia gerada pelos painéis, devido a utilização de um conversor dedicado, rastreando o ponto de máxima potência de uma *string*.

Ainda, para determinadas condições de operação do sistema (explanada na seção 3.3), outra tarefa deste estágio é a regulação do barramento CC em uma tensão especificada. Desta forma, o conversor passa a não mais executar o MPPT.

### 3.2.2 Estágio de controle do estado de carga das baterias – conversor bidirecional

O estágio responsável pela carga e descarga do banco de baterias é composto por um conversor bidirecional e um filtro LCL, como mostra a Figura 3.2. Este conversor opera em

dois modos distintos: (i) modo *buck*, carregando o banco de baterias, e (ii) modo *boost*, descarregando o banco de baterias.

Nesta estrutura, o conversor das baterias é, também, responsável pela regulação da tensão de cada barramento CC e, conseqüentemente, da tensão de cada célula do inversor multinível. O nível de tensão do barramento CC é alterado devido às diferentes condições de produção e demanda de energia, e será abordado na seção modos de operação. Portanto, cabe ao conversor bidirecional, em determinadas condições, realizar a regulação do barramento CC.

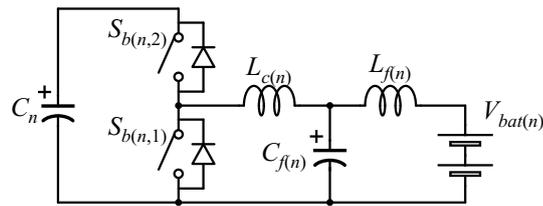


Figura 3.2 – Conversor bidirecional das baterias

A topologia escolhida foi discutida e analisada extensivamente em [42], assim como seus modos de operação, metodologia de projeto e estratégia de controle. Foi verificado que implementando um método de carga/descarga das baterias, como o método UI (um nível de corrente, um nível de tensão), a durabilidade das baterias chumbo-ácido seladas é aumentada. Outra restrição assinalada (e que será adotada na proposta deste trabalho) é a saturação da corrente de carga/descarga, na qual não deve exceder 10% da capacidade total da bateria, e ainda, ser o mais constante possível. Constatou-se, portanto, que restrições abordadas no gerenciamento das baterias impactam consideravelmente nos custos de manutenção das baterias, e conseqüentemente, no sistema autônomo proposto.

### 3.2.3 Estágio de saída – conversor multinível

A topologia multinível escolhida, ilustrada na Figura 3.3(a), é composta por células meia-ponte conectadas em série [36]-[37], sendo cada uma destas conectadas às saídas do estágio de entrada da estrutura proposta. As células multiníveis são responsáveis por produzir um nível de tensão especificado, e a conexão em série destas geram uma forma de onda senoidal. As chaves semicondutoras da célula do inversor multinível,  $S_{l(n,1)}$  e  $S_{l(n,2)}$ , operam de forma complementar, de modo a não causar curto-circuito no barramento CC.

Esta topologia possui característica modular, controle simplificado e alta eficiência devido à possibilidade de operação em baixas frequências. No entanto, conforme pode ser visualizado nas formas de onda da estrutura, na Figura 3.3(b), a tensão sintetizada somente pelas células multiníveis,  $v_{hb}$ , não é uma forma de onda alternada, e sim pulsante. Dessa forma, faz-se necessário a inclusão de um inversor ponte-completa na saída operando na frequência da forma de onda de saída (50 ou 60 Hz). A modulação das células do inversor multinível, responsável por gerar a forma de onda de saída, pode ser dada em baixa frequência (como o exemplo da Figura 3.3(b)) ou em média frequência. Dois exemplos de modulação para esta topologia serão abordados no próximo capítulo.

Ainda, na Figura 3.3(b), são apresentados os comandos das chaves  $S_{l(1,1)}$ ,  $S_{l(2,1)}$ , ...,  $S_{l(n,1)}$ , sendo as respectivas chaves de cada célula do inversor multinível operadas de modo complementar.

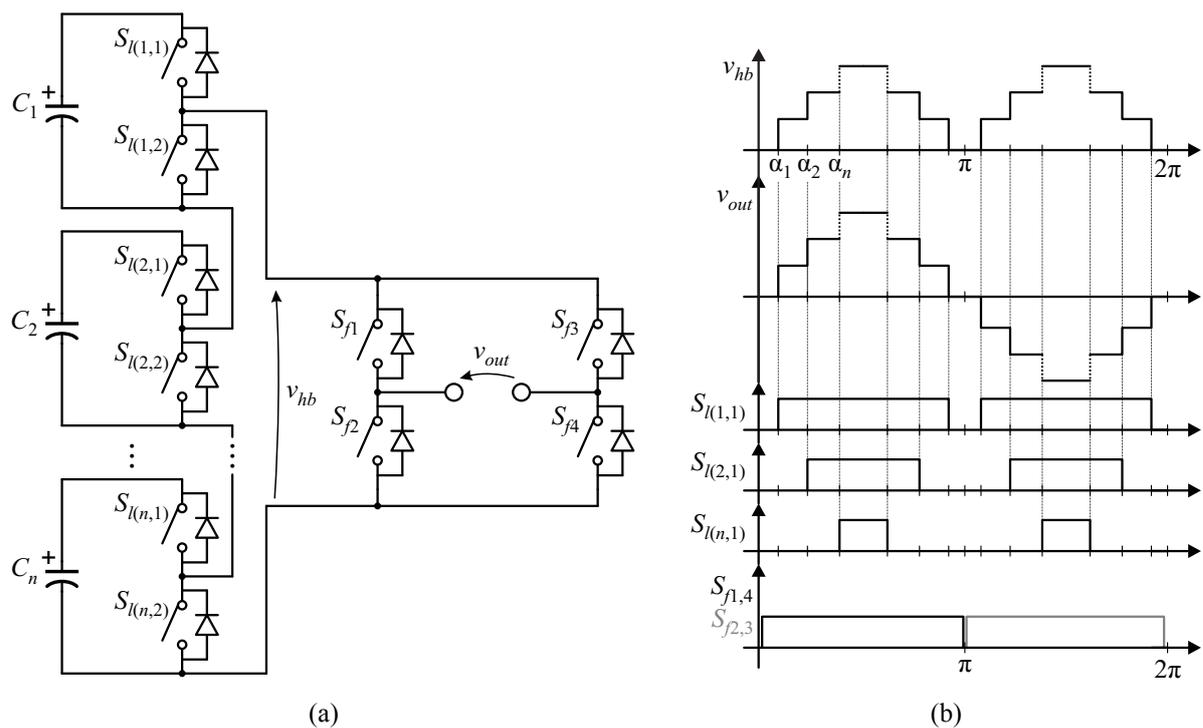


Figura 3.3 – (a) Estrutura multinível do sistema proposto e (b) formas de onda e comandos das chaves semicondutoras.

Na proposta deste trabalho, usar-se-á a configuração simétrica para o conversor multinível analisado, ou seja, as tensões nos capacitores de barramento,  $V_{C1}, V_{C2}, \dots, V_{Cn}$ , são as mesmas e iguais a  $V_{CC}$ . Assim, o número de níveis, “ $m$ ”, pode ser calculado por (3.1) [37], onde “ $n$ ” é o número de módulos, ou *strings*, do sistema proposto.

$$m = 2n + 1 \quad (3.1)$$

O número de chaves semicondutoras,  $N_{SW}$ , e, conseqüentemente, circuitos de acionamento, é calculado através de (3.2).

$$N_{SW} = m + 3 \quad (3.2)$$

A tensão sob as chaves semicondutoras das células multiníveis é igual a  $V_{CC}$ , e a tensão sob as chaves semicondutoras do inversor ponte-completa é calculada através de (3.3).

$$V_{sf} = nV_{CC} \quad (3.3)$$

### 3.3 Modos de operação do sistema PV

Os modos de operação do sistema proposto visam o balanço de potência entre a entrada ( $P_{PV}$  – potência gerada pelos painéis), saída ( $P_O$  – potência da carga) e as baterias ( $P_{Bat}$ ). Esta relação geral pode ser definida por (3.4), onde o sinal positivo da parcela de potência das baterias significa potência drenada, e sinal negativo, significa potência injetada das baterias no barramento CC.

$$P_{PV} = P_O \pm P_{Bat} \quad (3.4)$$

Os módulos do sistema PV proposto são independentes e possuem um controle específico para os respectivos estágios de potência, ou seja, não há interação direta entre os controladores de cada módulo. Entretanto, em algumas ocasiões, se fazem necessárias medidas em que todos os controladores devem atuar (como por exemplo, desligamento geral da estrutura). Portanto, foi elaborado um controle supervisorio capaz de tomar decisões para indicar um determinado modo de operação geral do sistema. Este controlador de supervisão será abordado no próximo capítulo.

Dessa forma, para simplificação da análise, será escolhido um módulo do sistema proposto para representar os possíveis modos de operação, conforme ilustra a Figura 3.4. É importante salientar que a carga, nesta primeira análise, representa a potência demandada

em cada módulo do sistema. As análises e tomadas de decisão são análogas para um sistema com “ $n$ ” módulos.

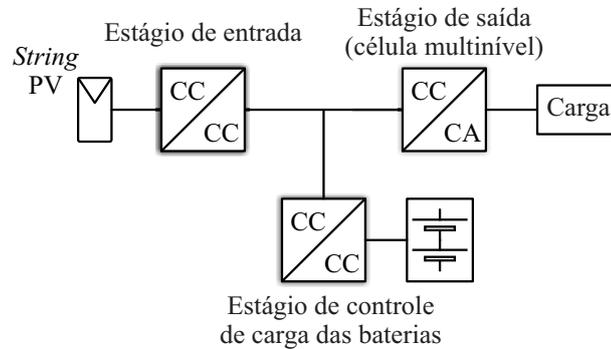


Figura 3.4 – Representação de um módulo do sistema PV proposto.

Analisando as possíveis condições de funcionamento, descrevem-se, a seguir, cinco modos de operação em que o sistema proposto poderá operar.

### 3.3.1 Modo 1

A potência gerada pelos painéis PV é igual a potência demandada pela carga, representada pela equação (3.5). O estágio de entrada implementa o MPPT e o conversor bidirecional não opera nesta condição. A representação do modo 1 pode ser visualizada na Figura 3.5(a).

Salienta-se que esta é uma condição restrita, pois raramente a potência de entrada iguala-se a potência de saída. Dessa forma, o conversor bidirecional não opera devido ao fato que o barramento CC já está regulado na tensão desejada.

$$P_{PV} = P_O \quad (3.5)$$

### 3.3.2 Modo 2

A potência gerada pelos painéis PV é menor que a potência demandada pela carga e as baterias encontram-se parcialmente/totalmente carregadas. Logo, as baterias injetam energia no sistema, de acordo com (3.6). O estágio de entrada implementa o MPPT e o conversor bidirecional opera como conversor elevador de tensão, descarregando o banco de baterias no

intuito de manter a tensão do barramento CC no nível desejado. A representação do modo 2 pode ser visualizada na Figura 3.5(b).

$$P_{PV} + P_{Bat} = P_O \quad (3.6)$$

### 3.3.3 Modo 3

Nesta condição a potência gerada pelos painéis PV é maior que a potência demandada pela carga e as baterias encontram-se parcialmente/totalmente descarregadas. Logo, as baterias drenam energia do sistema, de acordo com (3.7). O estágio de entrada implementa o MPPT e o conversor bidirecional opera como conversor abaixador de tensão, absorvendo a energia excedente e carregando o banco de baterias no intuito de manter a tensão do barramento CC no nível desejado. A representação do modo 3 pode ser visualizada na Figura 3.5(c).

$$P_{PV} = P_O + P_{Bat} \quad (3.7)$$

### 3.3.4 Modo 4

A potência gerada pelos painéis PV é maior que a potência demandada pela carga e as baterias encontram-se totalmente carregadas, conforme (3.8). O conversor bidirecional não opera, e o estágio de entrada deixa de operar com o MPPT, e passa a operar como regulador de tensão no intuito de manter a tensão do barramento CC no nível desejado. O equacionamento desta tomada de decisão passa da condição (3.8) para condição (3.9) e está representada na Figura 3.5(d).

$$P_{PV} > P_O \quad (3.8)$$

$$P_{PV} = P_O \quad (3.9)$$

### 3.3.5 Modo 5

Quando a potência gerada pelos painéis PV é menor que a potência demandada pela carga, conforme (3.10), e as baterias encontram-se descarregadas, há algumas possibilidades de tomada de decisão.

$$P_{PV} < P_O \quad (3.10)$$

A seguir, são apresentadas duas possíveis situações:

- O sistema entraria em colapso, e nenhuma carga seria alimentada pelo sistema (através do desligamento do inversor). Assim, a energia disponível (estágio de entrada implementa o MPPT) seria entregue somente ao banco de baterias, conforme (3.11) e representação da Figura 3.5(e);

$$P_{PV} = P_{Bat} \quad (3.11)$$

- Um sistema de gerenciamento de cargas prioritárias poderia ser empregado, desconectando grupos de cargas com menor prioridade. Dessa forma, o sistema tornar-se-ia na condição dos modos de operação 1 ou 3.

## 3.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a proposta deste trabalho, na qual consiste em um sistema fotovoltaico autônomo com configuração *multi-string* e inversor multinível. Inicialmente, o sistema foi analisado do ponto de vista topológico, observando as principais características operacionais e vantagens que esta estrutura apresenta, frente a outras propostas.

Verificou-se que, apesar do significativo aumento do número de conversores no sistema, a configuração descentralizada de gerenciamento de baterias (SDGB) agrega outros benefícios que podem compensar as desvantagens citadas [44]-[45]. A principal justificativa do uso dessa configuração, portanto, deve-se ao melhoramento da manutenção do estado de carga das baterias em cada banco.

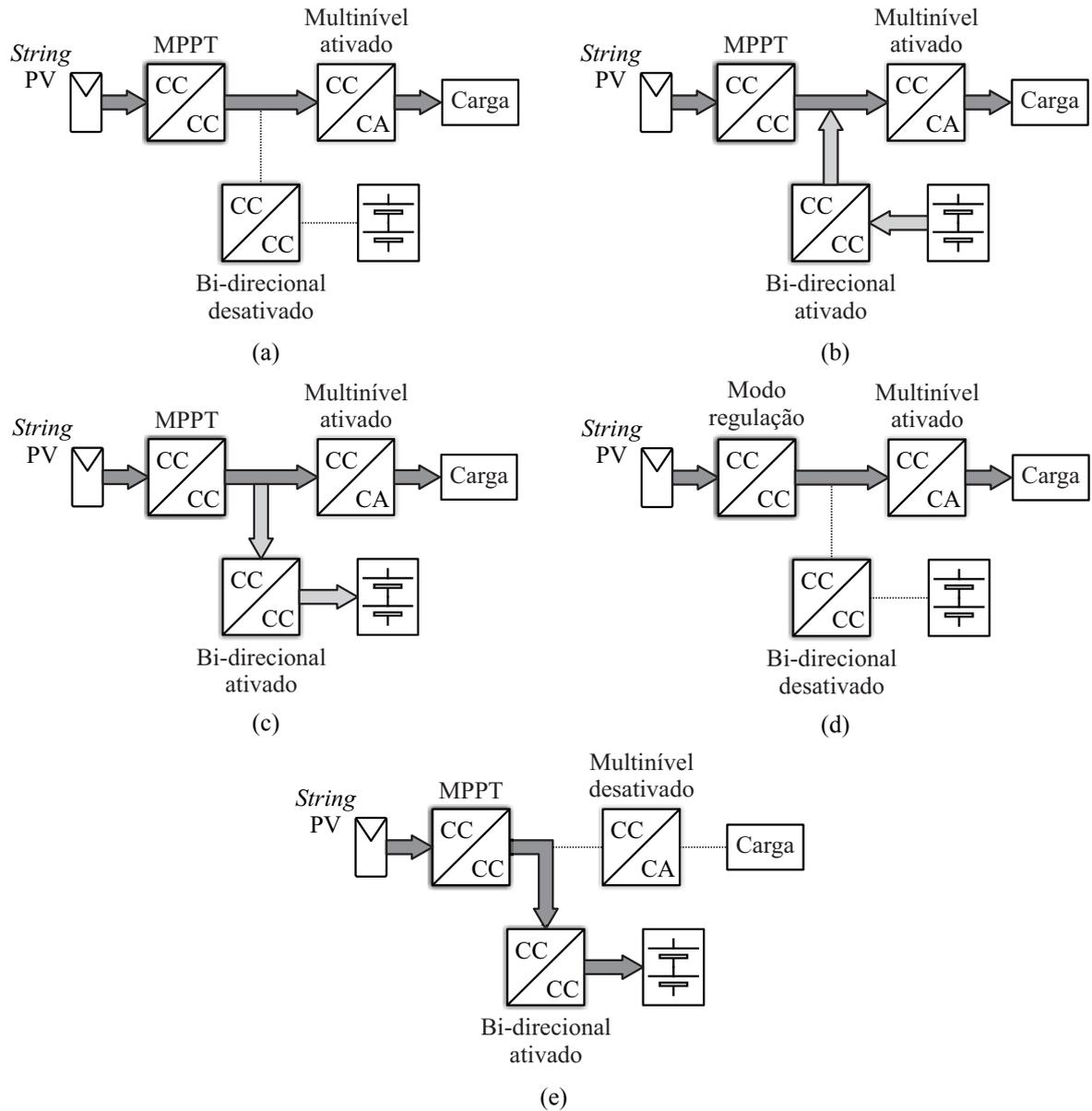


Figura 3.5 – Modos de operação do sistema PV proposto: (a) Modo 1, (b) Modo 2, (c) Modo 3, (d) Modo 4 e (e) Modo 5.

O estágio de entrada é composto por um conversor CC-CC, cuja topologia poderá variar dependendo da aplicação e número de módulos escolhido para o sistema (detalhes no Apêndice A).

O estágio de gerenciamento das baterias, composto por um conversor bidirecional e filtro LCL, visa realizar a carga/descarga do banco de baterias com a menor ondulação na corrente injetada possível. Ainda, o controle adotado realiza a regulação do barramento CC em condições com excesso ou falta de geração de energia por parte dos painéis PV, o qual será abordado e projetado no próximo capítulo.

O estágio de saída apresenta um conversor multinível com células meia-ponte conectadas em série, e um inversor ponte-completa na saída, para devida adequação da forma de onda de saída. Salienta-se que é interessante operar as células multiníveis em baixa/média frequência, e o inversor ponte-completa na frequência da forma de onda de saída, visto que este inversor é responsável por processar toda potência entregue a carga. Isso permite minimizar as perdas de comutação nesse estágio e com isso, uma melhoria na eficiência global do sistema, o que é de grande relevância principalmente quando se trabalha com sistemas fotovoltaicos.

Por fim, foram descritos os principais modos de operação do sistema em função das condições de demanda de energia da carga e do provimento dessa energia pela fonte, abordando as tarefas que cada estágio de potência possui para o correto funcionamento do sistema proposto.

## 4 MODELAGEM E CONTROLE DO SISTEMA PV PROPOSTO

### 4.1 Introdução

Abordadas no capítulo anterior, as possíveis condições de operação obrigam o sistema fotovoltaico proposto a se comportar de diferentes maneiras. Para o funcionamento adequado da estrutura, além da definição das tomadas de decisão conforme os modos de operação, fazem-se necessários projetos de controladores para cada estágio de processamento de energia. Assim sendo, neste capítulo serão apresentados os controladores de cada estágio do sistema proposto.

Para o controle do conversor bidirecional de carga das baterias, diferentemente das abordagens encontradas na literatura onde a modelagem é realizada de forma independente para cada um dos modos de operação (*buck* ou *boost*), neste trabalho é proposta uma modelagem unificada baseada nas equações de espaço de estados o que facilita a transição entre os modos de operação do conversor.

Para o controle do estágio de saída, composto pelo inversor multinível, são abordadas duas técnicas de modulação comumente utilizadas para essa finalidade, sendo estas a modulação baseada na eliminação seletiva de harmônicas e no deslocamento de fase das portadoras.

Resultados de simulação são apresentados ao final do capítulo, validando a modelagem e controle do sistema proposto.

### 4.2 Estágio de controle do estado de carga das baterias

No estágio de controle de carga das baterias as principais variáveis de controle são a tensão em cada barramento CC e as correntes nas baterias. Dessa forma, nesta seção, será discutida a modelagem e controle do conversor bidirecional. Inicialmente, como uma contribuição deste trabalho, a modelagem deste conversor será analisada de maneira diferente das encontradas em [30] e em [42], nas quais é atrelado um modo diferente (*buck* ou *boost*) a cada condição de operação. Neste trabalho, será feita uma análise unificada destes modos de operação. É importante salientar que a tensão das baterias também será uma variável medida, pois esta indicará o estado de carga e as diferentes tomadas de decisão. No entanto, esta

variável não entra na análise do controle do conversor bidirecional, sendo utilizada somente pelo sistema supervisor (abordado na seção 4.4).

#### 4.2.1 Modelagem do conversor bidirecional

A Figura 4.1 apresenta o conversor bidirecional a ser modelado. Em paralelo com o barramento CC (capacitor  $C_n$ ), conectou-se a carga  $R$ , representando uma potência demandada, e uma fonte de corrente,  $i_{pert}$ , que representa a injeção de potência no barramento CC, dada pelos painéis PV (positiva). Ainda, a fonte de corrente poderá assumir valores negativos em uma condição de aumento de carga. Para o caso desta análise,  $i_{pert}$  será a corrente de saída do conversor *boost* de entrada. Com o objetivo de tornar esta análise mais próxima a aplicação prática, as resistências parasitas dos indutores e das baterias são inseridas na modelagem. Nota-se que a resistência parasita das baterias e do indutor  $L_f$  é representada apenas pela resistência  $R_s$ .

Partindo do pressuposto que neste conversor as chaves  $S_{b1}$  e  $S_{b2}$  são complementares, de modo a não realizar um curto-circuito no barramento CC, estas operam com razão cíclica de  $d_1(t)T_s$  e  $d_2(t)T_s = (1-d_1(t))T_s$ , respectivamente, onde  $T_s$  é o período de chaveamento.

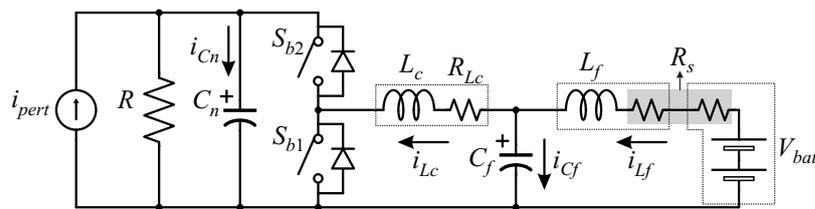


Figura 4.1 – Modelagem do conversor bidirecional.

O vetor de variáveis de estados,  $\mathbf{x}(t)$ , está representado na equação (4.1). O vetor de entrada,  $\mathbf{u}(t)$ , é composto por duas fontes independentes de tensão e corrente,  $v_{bat}(t)$  e  $i_{pert}(t)$ , respectivamente, e está representada na equação (4.2). Por fim, o vetor de saída,  $\mathbf{y}(t)$ , é composto pelas variáveis de interesse, portanto,  $i_{L_f}(t)$  e  $v_{C_n}(t)$ , que representam a corrente no banco de baterias e a tensão no barramento CC, respectivamente, conforme equação (4.3).

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{L_f}(t) & i_{L_c}(t) & v_{C_f}(t) & v_{C_n}(t) \end{bmatrix}^T \quad (4.1)$$

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} v_{Bat}(t) & i_{pert}(t) \end{bmatrix}^T \quad (4.2)$$

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} i_{Lf}(t) & v_{Cn}(t) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

De acordo com a teoria de modelagem em espaço de estados desenvolvida em

[48], a equação de espaço de estados pode ser escrita como mostram as equações (4.4)-(4.5), onde  $\mathbf{K}$  é a matriz diagonal dos elementos capacitivos e indutivos da planta, definida em (4.6).

$$\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (4.4)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}\mathbf{u}(t) \quad (4.5)$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_n \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Desse modo, para encontrar a função de transferência de interesse, analisam-se as etapas de operação do conversor, apresentadas a seguir.

■ Primeira etapa:  $0 \leq t < d_1(t)T_s$

A primeira etapa de operação do conversor bidirecional ocorre no intervalo de tempo em que a chave  $S_{b1}$  encontra-se acionada, resultando nas equações (4.7)-(4.10).

$$v_{Lf}(t) = -R_s i_{Lf}(t) - v_{Cf}(t) + v_{Bat}(t) \quad (4.7)$$

$$v_{Lc}(t) = -R_{Lc} i_{Lc}(t) + v_{Cf}(t) \quad (4.8)$$

$$i_{Cf}(t) = i_{Lf}(t) - i_{Lc}(t) \quad (4.9)$$

$$i_{Cn}(t) = -\frac{v_{Cn}(t)}{R} + i_{pert}(t) \quad (4.10)$$

As matrizes da primeira etapa,  $\mathbf{A}_1$ ,  $\mathbf{B}_1$ ,  $\mathbf{H}_1$  e  $\mathbf{E}_1$  são apresentadas nas equações (4.11)-(4.14).

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -R_{Lc} & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/R \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$\mathbf{E}_1 = [\mathbf{0}]_{4 \times 2} \quad (4.14)$$

■ Segunda etapa:  $d_1(t)T_s \leq t < T_s$

Na segunda etapa de operação a chave  $S_{b2}$  encontra-se acionada, resultando nas equações (4.15)-(4.18).

$$v_{L_f}(t) = -R_s i_{L_f}(t) - v_{C_f}(t) + v_{Bat}(t) \quad (4.15)$$

$$v_{L_c}(t) = -R_{Lc} i_{L_c}(t) + v_{C_f}(t) - v_{C_n}(t) \quad (4.16)$$

$$i_{C_f}(t) = i_{L_f}(t) - i_{L_c}(t) \quad (4.17)$$

$$i_{C_n}(t) = i_{L_c}(t) - \frac{v_{C_n}(t)}{R} + i_{pert}(t) \quad (4.18)$$

As matrizes da segunda etapa,  $\mathbf{A}_2$ ,  $\mathbf{B}_2$ ,  $\mathbf{H}_2$  e  $\mathbf{E}_2$  são apresentadas nas equações (4.19)-(4.22).

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -R_{Lc} & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1/R \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$\mathbf{E}_2 = [\mathbf{0}]_{4 \times 2} \quad (4.22)$$

Assim, as equações de equilíbrio do sistema (regime permanente) podem ser encontradas a partir de (4.23), considerando  $\mathbf{U} = [V_{bat} \quad I_{pert}]^T$  e  $d_1(t) = D_1$ , sendo  $D_1$  a razão cíclica de projeto do conversor.

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} &= (-\mathbf{H}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{E})\mathbf{U} \end{aligned} \quad (4.23)$$

As matrizes  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{H}$  e  $\mathbf{E}$  são definidas como mostra o conjunto de equações (4.24), para  $D_2 = 1 - D_1$ .

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 D_1 + \mathbf{A}_2 D_2 \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 D_1 + \mathbf{B}_2 D_2 \\ \mathbf{H} &= \mathbf{H}_1 D_1 + \mathbf{H}_2 D_2 \\ \mathbf{E} &= \mathbf{E}_1 D_1 + \mathbf{E}_2 D_2 \end{aligned} \quad (4.24)$$

Para encontrar a função de transferência de interesse, de acordo com

[48], faz-se necessária a análise CA de pequenos sinais, onde o vetor de entrada (perturbado) passa a ser  $\hat{\mathbf{u}}_p = [\hat{\mathbf{u}}(t) \quad \hat{d}_1(t)]^T$ . O sistema em espaço de estados passa a ser definido como mostram as equações (4.25)-(4.26), onde as matrizes  $\mathbf{A}_p$ ,  $\mathbf{B}_p$ ,  $\mathbf{H}_p$  e  $\mathbf{E}_p$  são definidas pelo conjunto de equações (4.27).

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t) \quad (4.25)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{H}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t) \quad (4.26)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_p &= \mathbf{K}^{-1} \mathbf{A} \\ \mathbf{B}_p &= \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{B} \quad (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \mathbf{U}] \\ \mathbf{H}_p &= \mathbf{H} \\ \mathbf{E}_p &= [\mathbf{E} \quad (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \mathbf{U}] \end{aligned} \quad (4.27)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.25) e (4.26), as funções de transferência são encontradas a partir de (4.28).

$$\hat{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{H}_p (s\mathbf{I}_{4 \times 4} - \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(s) \quad (4.28)$$

Assim, a partir da equação (4.28) podem-se retirar as funções de transferência de interesse.

É importante salientar que este conversor, assim como a modelagem efetuada, é analisado para a operação em modo de condução contínua (ou em inglês, CCM – *Continuous Conduction Mode*), visto que a corrente não deve apresentar descontinuidades.

Para o controle desta planta, é utilizada uma malha interna de corrente, responsável pelo controle da corrente da bateria, e uma malha externa de tensão com o objetivo de gerar uma referência para a malha interna de corrente. A referência de corrente é um indicativo da energia necessária para manter a regulação de tensão no barramento CC, seja drenando ou injetando corrente das baterias.

Dessa forma, necessitam-se duas funções de transferência: (i) da malha interna de corrente,  $G_{i_{L_f d}}(s)$  que relaciona a corrente do indutor  $L_f$  (mesma da bateria) e a razão cíclica  $d$  do conversor; e (ii) da malha externa de tensão,  $G_{v_{Cr L_f}}(s)$  que relaciona a tensão do barramento CC com a corrente das baterias. Por simplicidade, estas funções de transferência serão chamadas de  $G_{id}(s)$  e  $G_{vi}(s)$ , respectivamente.

Entretanto, somente a função de transferência (FT)  $G_{id}(s)$  pode ser obtida através de (4.28), cuja forma analítica não será mostrada devido a sua complexidade (dada pela inclusão

dos elementos parasitas na modelagem do circuito). Já a FT  $G_{vi}(s)$  é obtida através da análise de circuitos elétricos, de acordo com a Figura 4.2

A corrente do indutor  $i_{Lc}$  é calculada através da equação (4.29).

$$i_{Lc}(s) = i_{Lf}(s) \frac{1/sC_f}{1/sC_f + sL_c + R_{Lc}} \quad (4.29)$$

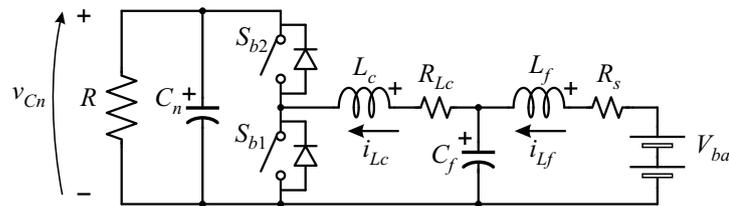


Figura 4.2 – Análise do conversor bidirecional – FT  $G_{vi}(s)$ .

Assim, considera-se a impedância de saída deste conversor, a qual é similar a de um conversor *boost*. Portanto, tem-se a equação (4.30), obtida em [49], onde  $D_{med} = 1 - D_1$ .

$$\frac{v_{Cn}(s)}{i_{Lc}(s)} = RD_{med} \frac{1}{sRC_n + 1} \quad (4.30)$$

Substituindo (4.30) em (4.29), obtém-se a FT desejada, sendo representada em (4.31).

$$G_{vi}(s) = \frac{v_{Cn}(s)}{i_{Lf}(s)} = \frac{RD_{med}}{(RC_f C_n L_c) s^3 + (RC_f C_n R_{Lc} + C_f L_c) s^2 + (RC_n + R_{Lc} C_f) s + 1} \quad (4.31)$$

A partir da obtenção das funções de transferência necessárias, podem-se projetar os controladores visando os objetivos anteriormente citados para este conversor.

O diagrama de blocos do sistema de controle é apresentado na Figura 4.3, onde  $C_{vi}(s)$  e  $C_{id}(s)$  são os controladores da malha externa de tensão e interna de corrente, respectivamente,  $M(s)$  o modulador, e  $H_v$  e  $H_i$  os ganhos dos sensores de tensão e corrente, respectivamente.

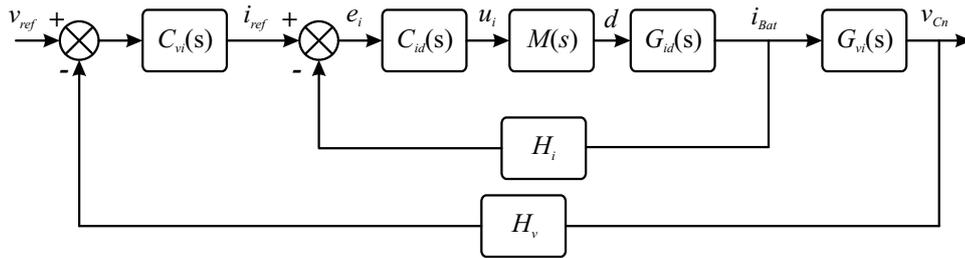


Figura 4.3 – Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor bidirecional.

Para apresentar o comportamento das funções de transferência e controladores via diagrama de Bode foi adotado um exemplo de projeto para o conversor bidirecional, apresentado no Apêndice A. Os parâmetros são os mesmos adotados para os resultados de simulação e experimentais. Assim, os parâmetros do conversor bidirecional estão descritos na Tabela 4.1, onde  $f_s$  é a frequência de chaveamento do conversor.

Tabela 4.1 – Parâmetros de projeto do controlador do conversor bidirecional.

Parâmetro	Valor
$L_f$	1,7 $\mu\text{H}$
$R_s$	300 m $\Omega$
$L_c$	256 $\mu\text{H}$
$R_{Lc}$	100 m $\Omega$
$C_f$	1 mF
$C_n$	2 mF
$D_1$	0,52
$V_{Bat}$	48 V
$I_{pert}$	4 A
$R$	25 $\Omega$
$f_s$	40 kHz

#### 4.2.2 Controle da malha interna de corrente

Para projetar o controlador necessário, inicialmente analisa-se a resposta em frequência da função de transferência  $G_{id}(s)$ . Supondo que a malha externa de tensão forneça uma referência de corrente constante, a malha interna deverá, ainda, rejeitar os distúrbios na saída. Os distúrbios na saída, presente na corrente das baterias, são ocasionados pela ondulação de tensão no barramento CC, sendo esta ondulação causada pela componente fundamental do sinal de saída e suas componentes harmônicas múltiplas (visto que o inversor

encontra-se conectado ao barramento CC). Uma representação do exposto pode ser observada na Figura 4.4, onde a FT  $G_{iv}(s)$  representa a relação entre a tensão do barramento CC e a corrente nas baterias.

Apresentando alto ganho na frequência projetada ( $\omega_{r1}$ ), o compensador ressonante possui a característica de seguir uma referência senoidal com erro nulo em regime permanente e, também, de rejeição de distúrbios nesta mesma frequência. Dessa forma, este compensador será utilizado na estrutura de controle da malha interna de corrente. No entanto, para esta aplicação, onde não haverá referência senoidal, o compensador será empregado apenas devido à característica de rejeição de distúrbios na frequência projetada.

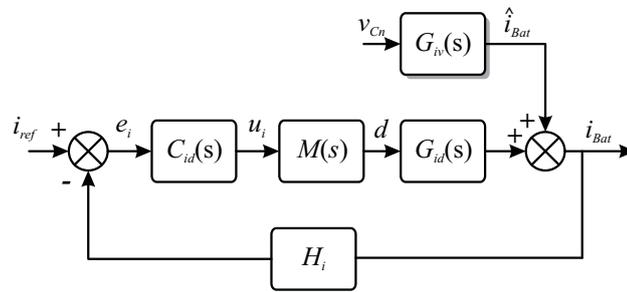


Figura 4.4 – Diagrama de blocos da malha interna de corrente com distúrbios de saída.

A FT do compensador ressonante é apresentada em (4.32) [50], na qual os pólos são posicionados sobre o eixo imaginário na frequência de interesse, e os zeros, possuindo parte real e imaginária, são posicionados uma década abaixo da frequência de corte desejada ( $f_{C1}$ ). O fator  $\zeta$  é o coeficiente de amortecimento (usualmente  $0,5 < \zeta < 0,7$ ).

$$C_{res}(s) = \frac{(s + \omega_{Re} + j\omega_{Im})(s + \omega_{Re} - j\omega_{Im})}{(s^2 + \omega_{r1}^2)} \quad (4.32)$$

$$\omega_{Re} = \frac{2\pi f_{C1}}{10} \zeta \quad (4.33)$$

$$\omega_{Im} = \omega_{Re} \sqrt{\frac{1}{\zeta^2} - 1} \quad (4.34)$$

Considerando as características do conversor multinível adotado para o sistema proposto, a harmônica fundamental do distúrbio é duas vezes a frequência da forma de onda de saída. Logo, adotando um sinal de saída em 60 Hz, o distúrbio apresentará uma componente fundamental de 120 Hz e suas componentes harmônicas múltiplas.

Para que, em determinados modos de operação, a corrente da bateria seja saturada em um valor máximo, o controlador para esta malha deverá, também, seguir uma referência com erro nulo em regime permanente. Dessa forma, utiliza-se o controlador proporcional-integral, cujo pólo é posicionado na origem (0 Hz) e o zero, de frequência  $\omega_{Z(PI)}$ , é alocado uma década abaixo da frequência de corte, conforme equação (4.35)

[48].

$$C_{PI}(s) = K_{PI} \frac{s + \omega_{Z(PI)}}{s} \quad (4.35)$$

Entretanto, apenas com a inclusão destes dois controladores, verificou-se que o sistema não atingiu a estabilidade. Pelo comportamento do sistema concluí-se que é necessário um controlador de avanço de fase para garantir a estabilidade do sistema. O controlador proporcional-derivativo (PD) será empregado, representado pela equação (4.36). A posição do zero e do pólo é calculada através das equações (4.37) e (4.38), respectivamente, onde  $\theta$  é o avanço de fase desejado, em radianos, e  $\omega_C$  é a frequência de corte desejada

[48].

$$C_{PD}(s) = K_{PD} \frac{s + \omega_{Z(PD)}}{s + \omega_{P(PD)}} \quad (4.36)$$

$$\omega_{Z(PD)} = \omega_C \sqrt{\frac{1 - \text{sen}(\theta)}{1 + \text{sen}(\theta)}} \quad (4.37)$$

$$\omega_{P(PD)} = \omega_C \sqrt{\frac{1 + \text{sen}(\theta)}{1 - \text{sen}(\theta)}} \quad (4.38)$$

Para a frequência de corte, usualmente adota-se uma década abaixo da frequência de chaveamento. No entanto, nesta frequência (4 kHz) a margem de fase (MF) é de aproximadamente  $-45^\circ$ . Dessa forma, reduziu-se a frequência de corte para 2 kHz, onde a margem de fase encontra-se menos negativa, possibilitando o compensador PD avançar a fase em até  $45^\circ$ , aproximadamente. A parcela proporcional foi obtida via ferramenta *sisotool* do MATLAB<sup>®</sup>. Logo, o diagrama de bode do sistema compensado, com ressonante e PID, estão representados na Figura 4.5, demonstrando que o sistema apresenta um comportamento estável.

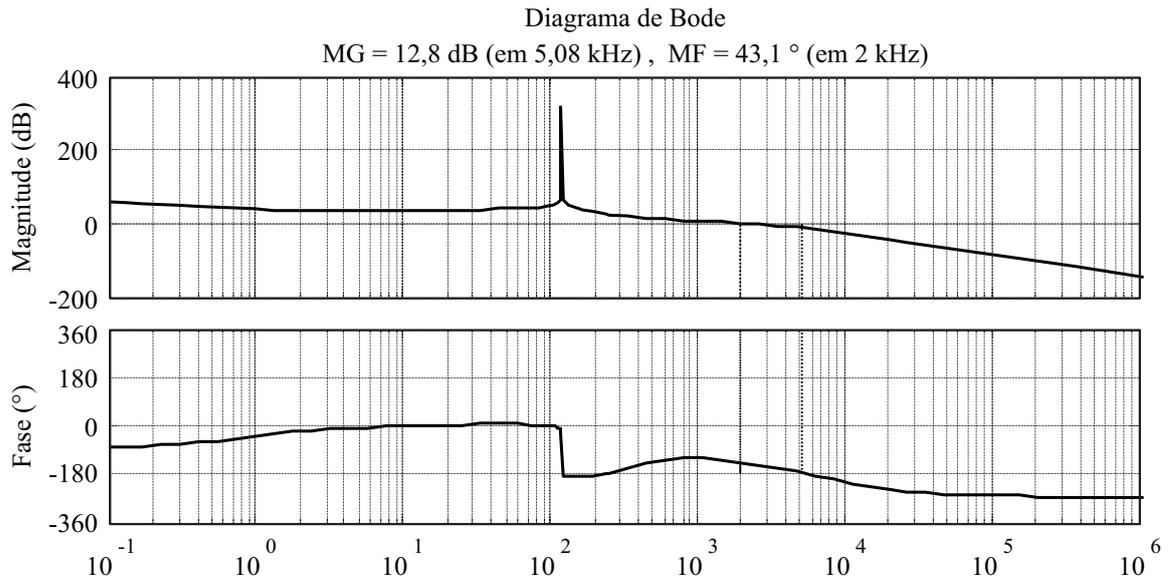


Figura 4.5 – Planta  $G_{id}(s)$  compensada com os controladores proporcional-integral-derivativo + ressonante.

#### 4.2.3 Controle da malha externa de tensão

O controle da malha externa de tensão deve ser projetado de modo a garantir que a tensão do barramento CC seja constante, a um valor definido, e fornecer uma referência de corrente para a malha interna. Para seguir uma referência com erro nulo em regime permanente, utiliza-se o controlador proporcional-integral, que possui a mesma metodologia empregada anteriormente.

Entretanto, conforme comentado na seção anterior, a tensão do barramento CC apresenta ondulações devido à operação do estágio de saída. Logo, essas ondulações se propagam na medida da tensão do capacitor, e, conseqüentemente, no controle e na referência de corrente. Dessa forma, faz-se necessário um controlador, ou filtro, capaz de rejeitar (baixo ganho) sinais de uma determinada freqüência. O compensador *notch* possui esta característica, sendo o inverso do compensador ressonante. Em uma freqüência de interesse  $\omega_{n1}$ , o controlador apresenta um ganho negativo para o sinal de entrada. A FT deste compensador é apresentada em (4.39), onde  $b$  é a largura de banda na qual o sinal é atenuado em 3 dB [51].

$$C_{notch}(s) = \frac{s^2 + \omega_{n1}}{s^2 + bs + \omega_{n1}^2} \quad (4.39)$$

A frequência de corte da planta compensada será de uma década abaixo da frequência a ser rejeitada  $\omega_{n1}$ . Assim, o ganho proporcional foi obtido com o auxílio da ferramenta *sisotool* do MATLAB<sup>®</sup>. Dessa forma, o sistema compensado (com compensadores PI e *notch*), é apresentado na Figura 4.6, onde verifica-se que o comportamento do sistema compensado é estável.

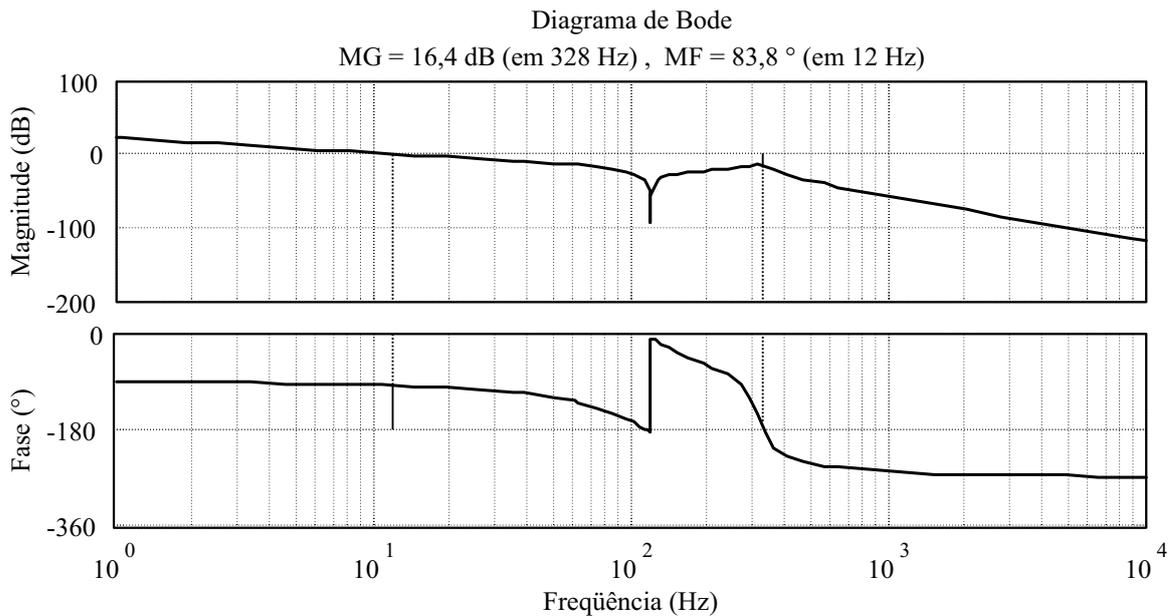


Figura 4.6 – Planta  $G_{vi}(s)$  compensada com os controladores proporcional-integral + *notch*.

Portanto, a estrutura dos controladores da malha interna e da malha externa é apresentada nas equações (4.40) e (4.41), respectivamente.

$$C_{id}(s) = C_{PD}(s)C_{res}(s) \quad (4.40)$$

$$C_{vi}(s) = C_{PI}(s)C_{notch}(s) \quad (4.41)$$

Ainda, salienta-se que, dependendo da modulação escolhida para o inversor de saída (seção 4.4), haverá harmônicas de baixa frequência múltiplas de 120 Hz. Dessa forma, poderão ser incluídos múltiplos compensadores *notch* e ressonante nestas frequências. Entretanto, será verificado na seção 4.6 (resultados de simulação), através da análise do conteúdo harmônico, que a inclusão de múltiplos compensadores não impactará significativamente nas ondulações da corrente das baterias.

### 4.3 Estágio de entrada

O estágio de entrada desempenha duas funções essenciais ao sistema proposto; a primeira diz respeito à máxima extração de energia dos painéis, operando no ponto de máxima potência (MPPT), e a segunda função é a regulação do barramento CC; ou seja, este não opera mais no ponto de máxima potência.

Essas funções são realizadas pelo conversor CC-CC de entrada com o projeto adequado dos controladores. O controlador para primeira função deve possuir um algoritmo MPPT. Já o segundo será implementado com uma malha de controle da tensão de saída do conversor. Ambos controladores e seu projeto serão apresentados a seguir.

#### 4.3.1 MPPT

A existência de um único ponto em que os painéis operam em sua máxima capacidade de geração (para uma dada irradiação e temperatura de operação) torna indispensável à utilização de conversores que realizem o MPPT, tornando o sistema eficiente e confiável.

A literatura aborda diversas análises das técnicas que realizam a busca pelo ponto de máxima potência, usualmente implementadas através de um conversor CC-CC [52]-[53]. Nestas análises são avaliadas variáveis como a dinâmica de rastreamento, comportamento em regime permanente e quando submetido a variações na irradiação [54].

Dentre as técnicas abordadas, a perturbação e observação (P&O) é uma das mais utilizadas por sua simplicidade e é facilmente implementada em microcontroladores, sendo esta adotada para a aplicação do sistema proposto. Este algoritmo baseia-se em comparações da potência extraída dos painéis PV um passo atrás e atual, e da perturbação feita na variável de controle passada, para que seja tomada a decisão de perturbar, incrementando ou decrementando a variável de controle. Para descrever esta técnica, a Tabela 4.2 apresenta o algoritmo P&O, sendo  $\hat{q}$  a perturbação feita na variável de controle.

Para que estes cálculos e comparações sejam realizados, a tensão e a corrente da *string* deve ser medida, como mostra o esquema da Figura 4.7. Salienta-se ainda que para o sistema proposto a variável de controle adotada é a razão cíclica do conversor CC-CC.

Tabela 4.2 – Algoritmo P&amp;O [54].

$\hat{q}[k-1]$	$\Delta P_{PV} = P_{PV}[k] - P_{PV}[k-1]$	$\hat{q}[k]$
Positiva	Positiva	Positiva
Positiva	Negativa	Negativa
Negativa	Positiva	Negativa
Negativa	Negativa	Positiva

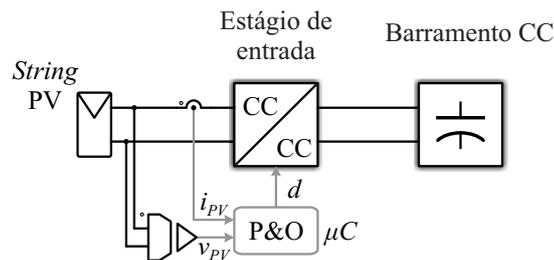


Figura 4.7 – Esquema em diagrama de blocos da implementação do controle do estágio de entrada modo MPPT.

#### 4.3.2 Regulação de tensão

Os modos de operação, descritos na seção 3.3, prevêm que em determinadas condições os conversores do estágio de entrada devem operar não mais com o algoritmo MPPT. Dentro do exposto, nestas condições o conversor bidirecional não opera devido às baterias se encontrarem totalmente carregadas. Logo, o estágio de entrada será responsável pela regulação do barramento CC, fornecendo à célula do inversor multinível a tensão necessária para o correto funcionamento.

Para que esta tarefa seja executada, deve haver um controlador específico para esta situação. Porém, conforme anteriormente citado, as ondulações no barramento CC se tornam um problema do ponto de vista do controle. No caso específico, não havendo rejeição destes distúrbios, as ondulações se tornam visíveis na potência extraída dos painéis PV, apresentando variações de potência significativas na frequência do distúrbio.

Uma análise semelhante à adotada para o projeto dos controladores do conversor bidirecional (seção 4.2) é aplicada neste caso. O sistema de controle adotado dispõe de uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão, assim conforme se representou na Figura 4.3.

Verificou-se por meio de simulações, entretanto, que não há necessidade do compensador ressonante na malha interna de corrente, pois a inclusão deste não afetou

significativamente as ondulações na potência. Já para a malha externa de tensão, o compensador *notch* foi mantido.

A modelagem do conversor CC-CC de entrada e o controle detalhado deste não serão abordados nesta seção, visto que a topologia deste conversor pode ser alterada de acordo com o projeto do sistema proposto (Apêndice A). Desse modo, o controle da malha interna de corrente dependerá da topologia (planta) adotada, sendo necessária a inclusão de um compensador apenas no intuito de tornar a planta estável.

No entanto, o compensador da malha externa de tensão deverá, obrigatoriamente, apresentar os compensadores PI e *notch*, conforme equações (4.35) e (4.39), respectivamente.

Para que este sistema de controle seja implementado, é necessário medir a tensão do barramento CC e a corrente da *string* PV, conforme ilustrado na Figura 4.8(a). Nota-se que os sensores são os mesmos utilizados por outros sistemas de controle da estrutura. A estrutura, em diagrama de blocos, do sistema de controle adotado é apresentada na Figura 4.8(b).

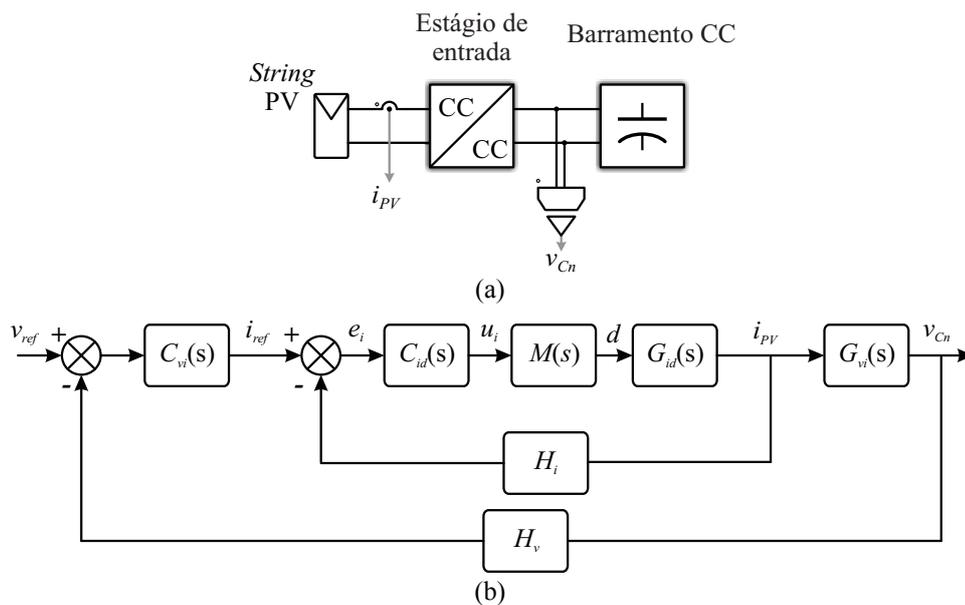


Figura 4.8 – Controle do estágio de entrada do modo regulação: (a) esquema do estágio de entrada e (b) diagrama de blocos do sistema de controle.

#### 4.4 Estágio de saída

Para o funcionamento dos conversores multiníveis, existe uma gama de possibilidades com respeito à escolha da modulação a ser implementada. As estratégias de modulação para conversores multiníveis têm por principal objetivo a diminuição do conteúdo harmônico da

forma de onda sintetizada [31], [55]. Outra preocupação refere-se ao número de comutações por período da forma de onda, sendo este um fator decisivo na escolha dos dispositivos semicondutores que integram a estrutura. Dessa forma, diversas técnicas foram elaboradas, sendo duas delas discutidas a seguir.

#### 4.4.1 Eliminação seletiva de harmônicas

A modulação que emprega a eliminação seletiva de harmônicas (ou em inglês, SHE – *Selective Harmonic Cancellation*) é baseada no cálculo de ângulos de comutação das células multiníveis capaz de eliminar harmônicas desejadas. Normalmente, esta modulação é adotada para baixas frequências, visto que a quantidade de ângulos aumenta, e estes devem ser previamente calculados e armazenados na memória de um microcontrolador (no caso de implementação prática).

Supondo uma forma de onda com simetria de quarto de onda (apenas harmônicas ímpares), como foi o exemplo da Figura 3.3(b), os coeficientes de Fourier da harmônica “ $i$ ” (ímpar) é dado por (4.42) [56], onde “ $n$ ” é o número de comutações por quarto de ciclo (igual ao número de *strings* do sistema proposto).

$$a_i = \frac{4}{i\pi} \left[ \sum_{k=1}^n (-1)^{k+1} \cos(i\alpha_k) \right] \quad (4.42)$$

Desta forma, retiram-se os ângulos desta equação, igualando-se a um (1) a harmônica de interesse (fundamental, componente  $a_1$ ) e igualando a zero (0) as componentes  $a_3$  à  $a_{n-1}$ .

A grande vantagem desta estratégia é a eliminação de  $n-1$  harmônicos e a operação em baixa frequência das células multiníveis, possibilitando empregar chaves semicondutoras de baixo custo.

Verifica-se, entretanto, que se as células do inversor multinível operarem sempre com a mesma modulação (definida pelos ângulos de disparo), estas processarão níveis distintos de potência, devido aos tempos de condução diferentes. Para que a mesma potência seja processada por todas as células, os ângulos (comparadores) deverão ser comutados ciclo a ciclo entre as células multiníveis.

#### 4.4.2 Modulação por deslocamento de fase das portadoras

A estratégia de modulação por largura de pulso (ou em inglês, PWM – *Pulsewidth Modulation*) baseada no deslocamento de fase das portadoras, também conhecida como *phase-shift*, apresenta como principal característica a redução significativa do conteúdo harmônico.

Para estrutura proposta, na qual o número de portadoras é igual a  $(m-1)/2$  e com mesma amplitude  $A_p$ , as harmônicas mais significativas localizam-se em torno de  $(m-1)f_p$ , onde  $f_p$  é a frequência das portadoras (frequência de comutação da célula do inversor multinível). Logo, na medida em que o número de níveis é aumentado, aumenta-se a distância entre a fundamental e harmônica mais significativa, possibilitando ainda mais a redução de filtros de saída.

O comando das chaves semicondutoras é dado pela comparação das portadoras, com a modulante com amplitude  $A_m$ , que, no caso específico da estrutura proposta, tem frequência de 120 Hz, sendo uma forma de onda pulsante, conforme ilustrado na Figura 4.9.

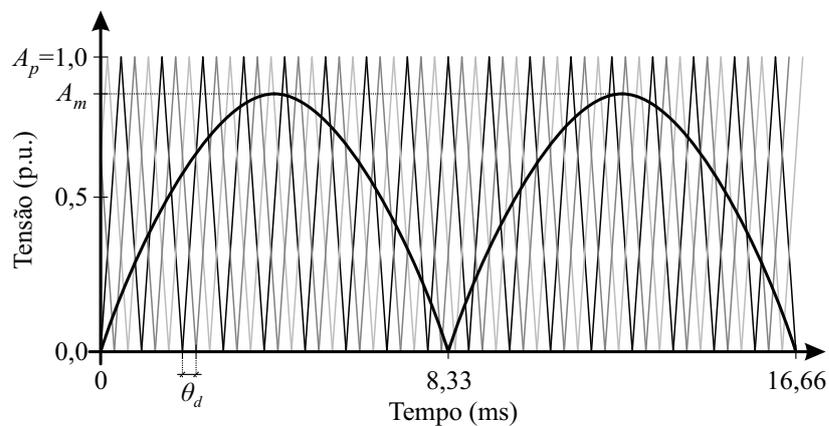


Figura 4.9 – Exemplo de modulação *phase-shift* para 7 níveis com índice de modulação  $m_a = A_m/A_p$ .

O ângulo de defasagem das portadoras, em graus, pode ser calculado através da equação (4.43).

$$\theta_d = \frac{360^\circ}{(m-1)/2} \quad (4.43)$$

Entretanto, salienta-se que a escolha adequada dos dispositivos semicondutores é de extrema importância, visto que o número de comutações é aumentado em relação à

modulação anteriormente abordada. A modulação *phase-shift* ainda possibilita que o inversor multinível seja controlado em malha fechada mais facilmente, através do índice de modulação  $m_a$ . Desta forma, as variações no barramento CC são compensadas através deste controle, sem que a forma de onda de saída seja perturbada significativamente.

Diferentemente da modulação abordada anteriormente, a modulação *phase-shift* já prevê uma distribuição natural da potência entre as células multiníveis.

Ao fim desta análise de duas estratégias de modulação comumente utilizadas, deve-se salientar:

- Independente da modulação escolhida haverá o distúrbio na frequência de 120 Hz presente no barramento CC. Ou seja, os controladores propostos para o estágio de carga das baterias e estágio de entrada são válidos para qualquer modulação escolhida.
- Para os resultados de simulação e experimentais deste trabalho, a modulação baseada na eliminação seletiva de harmônicas será a modulação empregada.

Neste trabalho o estágio de saída será controlado em malha aberta e o ângulo de comutação de cada célula do inversor multinível é calculado a priori para manter a tensão de saída regulada em  $220 V_{RMS}$  com a tensão nominal do barramento CC. Na estrutura proposta é contemplado um sistema de controle para regulação da tensão de cada barramento CC e, conseqüentemente, da tensão de saída

#### 4.5 Metodologia de projeto do sistema PV proposto

Esta seção tem por objetivo apresentar uma metodologia de projeto para o sistema fotovoltaico autônomo com configuração *multi-string* e inversor multinível proposto. Salienta-se que devido às diversas possibilidades de projeto que este sistema pode apresentar, esta análise aborda a configuração simétrica para o conversor multinível de saída, na qual os níveis de tensão do barramento CC são iguais para todos os módulos.

Em um primeiro momento será apresentada a metodologia de projeto geral do sistema com base na metodologia apresentada em [57], na qual se utilizam os controladores de carga disponíveis comercialmente. Entretanto, por se tratar de uma configuração diferenciada, alterações devem ser feitas para se adequar ao projeto do sistema proposto. Posteriormente será apresentada a metodologia de projeto do conversor bidirecional baseado em [42].

No Apêndice A é apresentado um exemplo de projeto para um caso pré-estabelecido.

#### 4.5.1 Projeto do sistema PV proposto

Para que seja projetado o sistema proposto, inicialmente deve-se definir o número de módulos, ou *strings*, “ $n$ ”. A escolha deste item dependerá diretamente da aplicação e de alguns critérios de projeto que devem ser analisados, como potência do sistema, número de níveis da forma de onda desejado, número de conversores, tamanho de filtros, custos, entre outros.

Definido este item, necessita-se calcular o nível da tensão dos barramentos CC, que depende diretamente da modulação empregada.

Para a modulação baseada na eliminação seletiva de harmônicas, uma análise da série de Fourier deverá ser empregada para que sejam definidas as tensões dos barramentos CC.

No caso da escolha da modulação *phase-shift*, usualmente adota-se a tensão do barramento CC,  $V_{CC(ps)}$ , de 250 V para uma tensão de saída senoidal de 110 V<sub>RMS</sub>, ou 400 V para uma tensão de saída de 220 V<sub>RMS</sub>. Neste caso, a tensão de cada barramento CC pode ser calculada através da equação (4.44).

$$V_{CC} = \frac{V_{CC(ps)}}{n} \quad (4.44)$$

A partir da definição da tensão no barramento CC, pode-se calcular a tensão no banco de baterias. Esta análise, mais aprofundada em

[48], é baseada no fato que há um limite prático e uma região de operação adequada para os conversores estáticos, devido as não-idealidades dos componentes ativos e passivos. Assim, escolhe-se um ganho prático para o conversor bidirecional, definindo a razão cíclica em 50%. Portanto, a tensão do banco de baterias pode ser calculada através de (4.45), e o número de baterias conectadas em série,  $n_{Bat(sr)}$ , através de (4.46).

$$V_{Bat} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (4.45)$$

$$n_{Bat(sr)} = \frac{V_{Bat}}{12} \quad (4.46)$$

Salienta-se que  $V_{Bat}$  deve ser aproximado para um número divisível por 12, já que é usual utilizar baterias de 12 V para sistemas autônomos.

Neste ponto deve-se definir a demanda diária das cargas,  $P_{hd}$ . Esta variável é expressa em Wh/dia (Watt-hora por dia), e um exemplo de dimensionamento pode ser encontrado em [29]. Considerando as perdas (de 0 a 1) do conversor CC-CC (estágio de entrada ou bidirecional),  $l_{CC}$ , e do inversor multinível  $l_{CA}$ , a potência total diária,  $P_{Td}$ , pode ser calculada através de (4.47).

$$P_{Td} = P_{hd} (1 + l_{CC})(1 + l_{CA}) \quad (4.47)$$

Desse modo, a capacidade do banco de baterias,  $Q_{Bat}$ , em Ah (ampère-hora) é definido conforme mostra a equação (4.48) [57], onde  $d_a$  são os dias de autonomia do sistema (prevendo dias com perfil de radiação solar baixo) e  $r_d$  a profundidade máxima de descarga do banco de baterias.

$$Q_{Bat} = \frac{P_{Td} d_a n_{Bat(sr)}}{V_{Bat} r_d} \quad (4.48)$$

Logo, através de (4.49), calcula-se o número total de baterias em paralelo,  $n_{Bat(pr)}$ , onde  $Q_e$  é o valor comercial da capacidade da bateria escolhida para o sistema.

$$n_{Bat(pr)} = \frac{Q_{Bat}}{Q_e} \quad (4.49)$$

Entretanto, como o projeto do banco de baterias realizado até este ponto é para um único conjunto, deve-se calcular a quantidade de baterias por módulo do sistema proposto. O número de baterias em série (por módulo) para a configuração SDGB é o mesmo calculado em (4.46); já as baterias conectadas em paralelo (por módulo),  $n_{Bat(m)}$ , é calculado através de (4.50).

$$n_{Bat(m)} = \frac{n_{Bat(pr)}}{n} \quad (4.50)$$

Nota-se, portanto, que o número total de baterias em paralelo deve ser divisível por  $n$ .

Prevendo uma possível descarga total do banco de baterias, no intuito de garantir a carga completa durante um período de tempo determinado, uma potência adicional é inserida nesta análise. A potência adicional dada em Wh/dia,  $P_{Bat(ad)}$ , pode ser calculada através de

(4.51), onde o termo “8” refere-se as horas de carga para que a bateria seja completamente carregada com a máxima corrente de carga (utilizando o método de carga apresentado) [42],  $I_{Bat(max)}$  é a máxima corrente de carga (usualmente 10% da capacidade nominal,  $Q_{Bat}$ ), e  $d_r$  é o período de tempo, em dias, previstos até que o banco se encontre totalmente carregado.

$$P_{Bat(ad)} = 8(1 + l_{CC}) \frac{I_{Bat(max)}}{d_r} \quad (4.51)$$

Portanto, para projetar a potência total demandada pelo sistema, deve-se somar a potência calculada em (4.47) e em (4.51).

Para calcular o número de painéis, deve-se utilizar uma variável que expressa o valor de energia acumulado no dia em uma determinada localidade. Esta variável, chamada de horas de Sol pleno, representa o número de horas em que a radiação solar é de 1000 W/m<sup>2</sup>, de forma a equivaler à energia acumulada no dia [29].

Para que seja projetado um sistema para operar, mesmo na pior condição de radiação, deve-se utilizar a menor radiação diária média mensal.

Desse modo, pode-se calcular quanto um painel PV de potência nominal  $P_{PV}$  produzirá de energia durante um dia. Esta potência, em Wh, é calculada através de (4.52), onde  $h_{SP}$  são as horas de Sol pleno.

$$P_{PV(d)} = P_{PV} h_{SP} \quad (4.52)$$

O número total de painéis PV pode ser calculado, portanto, através de (4.53).

$$n_{PV(T)} = \frac{P_{Td} + P_{Bat(ad)}}{P_{PV(d)}} \quad (4.53)$$

Salienta-se que o número de painéis PV deve ser aproximado de forma a ser um número divisível pelo número de módulos,  $n$ . Assim, o número de painéis por módulo é dado pela equação (4.54).

$$n_{PV(m)} = \frac{n_{PV(T)}}{n} \quad (4.54)$$

O número de painéis em série por módulo,  $n_{PV(sr)}$ , calcula-se de maneira iterativa, variando-se até que este seja um número múltiplo de  $n_{PV(m)}$ . Ainda, este número de painéis PV conectados em série deve satisfazer a restrição do ganho prático entrada-saída, mencionada anteriormente, definida para conversores CC-CC. Para este cálculo, utiliza-se a tensão de máxima potência (adquirido no *datasheet*) do painel a ser empregado no sistema, multiplicando-o por  $n_{PV(sr)}$ , obtendo a tensão da *string* PV. Neste caso, portanto, a relação do ganho prático dá-se entre a tensão da *string* PV e a tensão do barramento CC.

A necessidade do número de painéis PV em série ser múltiplo do número total de painéis por módulo deve-se ao cálculo do número de painéis PV em paralelo por módulo, demonstrado em (4.55).

$$n_{PV(pr)} = \frac{n_{PV(m)}}{n_{PV(sr)}} \quad (4.55)$$

Desta forma, conclui-se o projeto do sistema PV, no qual, a partir de uma potência de demanda e a escolha do número de níveis do conversor multinível, definem-se o banco de baterias para a configuração SDGB e o número de painéis PV por módulo do sistema.

#### 4.5.2 Projeto do conversor bidirecional

Para que sejam definidos os parâmetros de cada conversor bidirecional do sistema PV, inicialmente deve-se definir a razão cíclica nominal. Esta pode ser calculada através de (4.56).

$$D = \frac{V_{CC} - V_{Bat}}{V_{CC}} \quad (4.56)$$

Deve-se, neste passo, calcular a corrente média que as baterias deverão fornecer por módulo do sistema PV. Esta pode ser calculada por (4.57).

$$I_{av} = \frac{P_{Td}}{V_{Bat} \cdot n} \quad (4.57)$$

Dessa forma, o indutor  $L_c$  pode ser calculado através de (4.58), onde  $\Delta I$  é a ondulação de corrente no indutor  $L_c$  e  $f_s$  a frequência de comutação das chaves semicondutoras, ambas determinadas pelo projetista.

$$L_c = \frac{V_{Bat} D}{f_s \Delta I} \quad (4.58)$$

Para determinar o indutor  $L_f$ , deve-se obedecer a relação em (4.59), na qual é definida em [42], de modo que o indutor  $L_f$  não afete a transferência de energia tanto na carga quanto na descarga do banco de baterias.

$$50 \leq \frac{L_c}{L_f} \leq 150 \quad (4.59)$$

A partir dos valores dos indutores, pode-se calcular o valor do capacitor  $C_f$ , que está relacionado com a frequência de corte do filtro LCL. Esta frequência de corte,  $f_{CT}$ , é definida em (4.60), na qual é definida, usualmente, como uma década abaixo da frequência de chaveamento.

$$f_{CT} \leq \frac{f_s}{10} \quad (4.60)$$

Assim, o capacitor  $C_f$  é calculado através da equação (4.61).

$$C_f = \frac{L_c + L_f}{4\pi f_{CT}^2 L_c L_f} \quad (4.61)$$

#### 4.6 Sistema de controle supervisorío

Para o correto funcionamento da estrutura proposta, é necessário também um sistema que verifique constantemente as condições em que os estágios de potência estão operando, assim como o estado de carga das baterias, para que sejam implementados os modos de operação analisados anteriormente. Dessa forma, um sistema supervisorío foi elaborado, de

modo que este controla grande parte das transições dos modos de operação, visto que as restantes são controladas pelo controle individual do estágio de carga das baterias.

Para analisar o sistema de controle supervísório, foi adotado um módulo do sistema proposto como exemplo (com uma topologia elevadora de tensão para o estágio de entrada), observado na Figura 4.10(a), e a representação do controle supervísório correspondente, ilustrado na Figura 4.10(b).

São observados no módulo exemplificado, portanto, todos os sensores necessários para os controladores propostos. Ainda, a Figura 4.10(b) ilustra a representação de um microcontrolador, no qual encontram-se os controladores e o sistema de controle supervísório que seleciona, através de multiplexadores ( $\text{mux}_{1-5}$ ), o conteúdo a ser transmitido à saída.

As variáveis medidas são direcionadas aos respectivos controladores, sendo estes responsáveis pela geração dos comandos das chaves semicondutoras. As funções do sistema de controle supervísório serão apresentadas a seguir:

- ( $\text{mux}_1$ ) Verificar constantemente a tensão e corrente no banco de baterias. Visto que apenas a transição entre os modos de operação 2 e 3 (e vice-versa) são realizadas automaticamente pelo conversor bidirecional, e havendo a necessidade de desligamento deste conversor, é tarefa do controle supervísório realizar esta transição, aterrando o sinal de comando das chaves  $S_{b(1,1)}$  e  $S_{b(1,2)}$ .
- ( $\text{mux}_2$ ) Verificar constantemente a tensão no barramento CC. Ao constatar a condição do modo de operação 4, o controle supervísório habilita controlador de regulação para o estágio de entrada (conforme analisado na seção 4.3.2).
- ( $\text{mux}_3$ ) Através da medição do barramento CC, o controle supervísório ainda deverá realizar a proteção em caso de uma sobretensão ou subtensão no sistema, ou então para a condição do modo de operação 5, através do desligamento das chaves semicondutoras da célula do inversor multinível.
- ( $\text{mux}_4$  e  $\text{mux}_5$ ) Estes mux têm por objetivo o desligamento do conversor de entrada e bidirecional, respectivamente, em situações extremas, para prevenção de danos ao sistema e dispositivos eletrônicos.

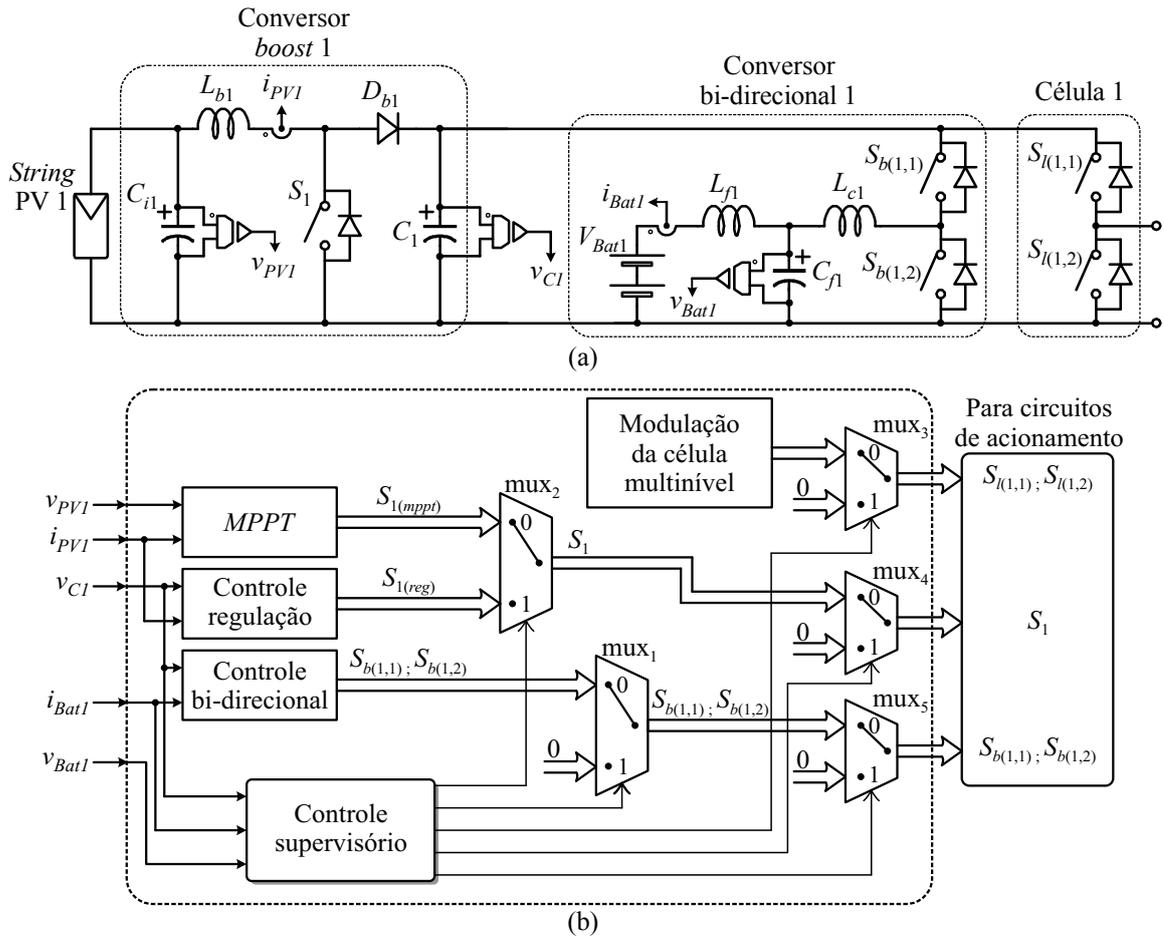


Figura 4.10 – Representação de (a) um módulo do sistema proposto e (b) do sistema de controle supervisor.

Para efetuar as devidas decisões para a transição entre os possíveis modos de operação, inicialmente definem-se critérios. Estes critérios são: a tensão do barramento CC,  $v_{cc}$ , corrente das baterias,  $i_{Bat}$ , e tensão das baterias,  $v_{Bat}$ . A tensão do barramento CC deve estar na região operação definida na Figura 4.11. Caso contrário, acima de uma tensão  $V_{CCh}$ , ou abaixo de uma tensão  $V_{CCl}$ , o sistema é desativado por questões de segurança.

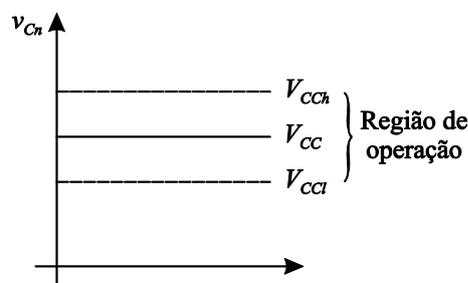


Figura 4.11 – Região de operação do sistema PV proposto (tensão no barramento CC).

A Figura 4.12 representa um possível fluxograma operacional executado pelo sistema de controle supervísório, no qual se baseia nas medidas citadas anteriormente, implementando as devidas tomadas de decisões através do acionamento dos mux<sub>1-5</sub>.

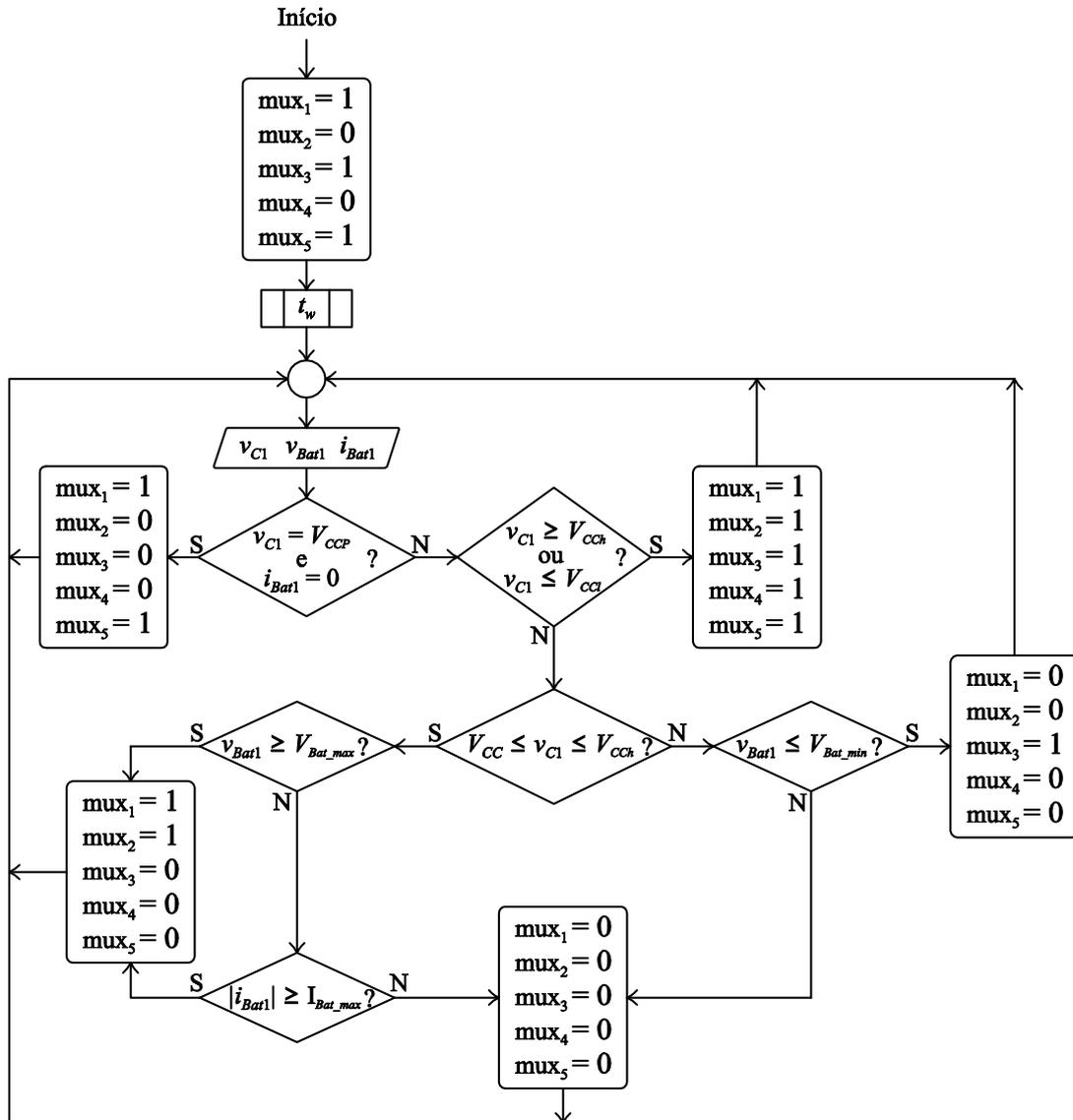


Figura 4.12 – Fluxograma da operacional implementada pelo sistema de controle supervísório.

A inicialização do sistema PV proposto dá-se com o acionamento dos conversores CC-CC de entrada, operando com o algoritmo MPPT por um determinado tempo definido,  $t_w$ . Este intervalo de tempo está relacionado com a dinâmica do algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência, até que a tensão no barramento CC seja próxima a tensão nominal.

Após esta etapa, o sistema de controle supervísório entra em um laço infinito, no qual, a partir das leituras de tensão e corrente e comparações de valores pré-definidos, definem-se os modos de operação.

#### 4.7 Resultados de simulação

Nesta seção serão apresentados os principais resultados de simulação da estrutura proposta. O sistema utilizado para simulação, ilustrado na Figura 4.13, é composto por três módulos, ou então, *strings*, cada uma com três painéis PV de 130 W<sub>p</sub> conectados em série. O conversor utilizado para o estágio de entrada é da topologia *boost*, elevando a tensão de entrada para uma tensão próxima a necessária no barramento CC (dependente das condições climáticas).

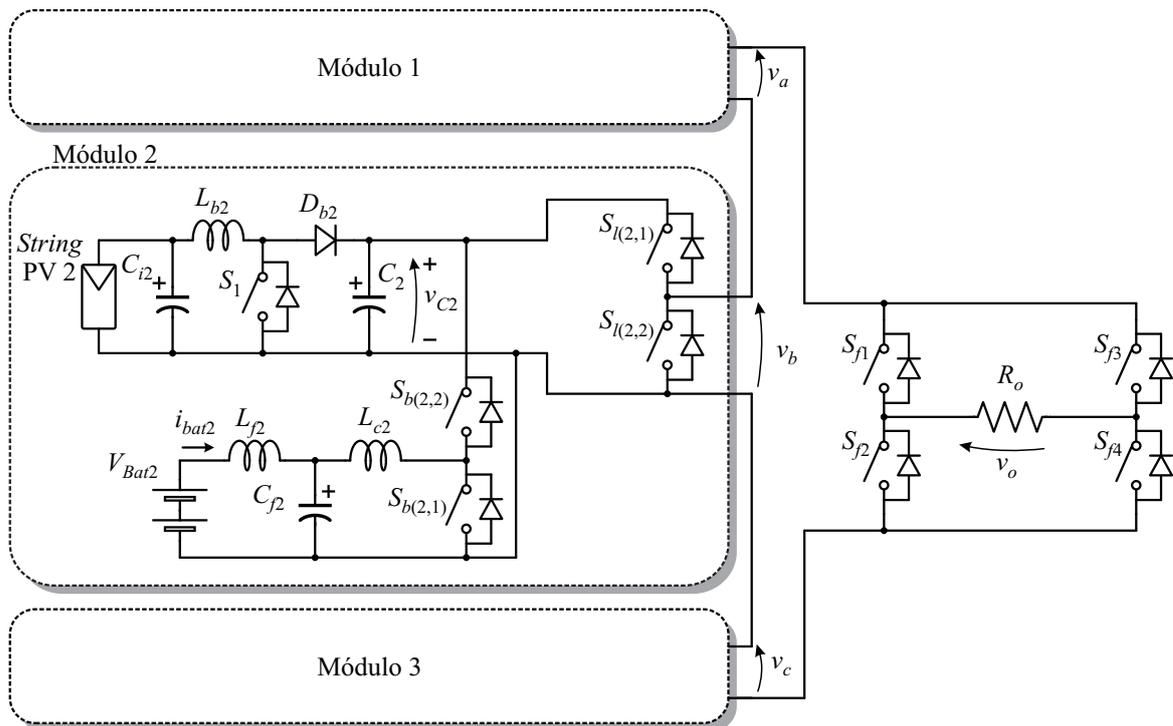


Figura 4.13 – Sistema PV autônomo proposto simulado.

A partir da análise efetuada na seção 4.4, foi selecionada a modulação baseada na eliminação seletiva de harmônicas, na qual os ângulos são definidos em (4.62). Utilizou-se a série de Fourier, equação (4.63)-(4.66), para determinar a tensão necessária de cada nível, de modo a obter a harmônica fundamental em 220 V<sub>RMS</sub>. A função  $f(x)$  representa a função da forma de onda multinível, ou seja, assume os valores  $V_{cc}$ ,  $2V_{cc}$  e  $3V_{cc}$ .

$$\alpha_1 = 8,6^\circ ; \alpha_2 = 28,64^\circ ; \alpha_3 = 54,43^\circ \quad (4.62)$$

$$f(x) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[ a_k \cos\left(\frac{k\pi x}{T}\right) + b_k \sin\left(\frac{k\pi x}{T}\right) \right] \quad (4.63)$$

$$a_0 = \frac{1}{2T} \int_c^{c+2T} f(x) dx \quad (4.64)$$

$$a_k = \frac{1}{T} \int_c^{c+2T} f(x) \cos\left(\frac{k\pi x}{T}\right) dx, \quad k = 1, 2, \dots \quad (4.65)$$

$$b_k = \frac{1}{T} \int_c^{c+2T} f(x) \sin\left(\frac{k\pi x}{T}\right) dx, \quad k = 1, 2, \dots \quad (4.66)$$

Por ser uma forma de onda alternada, a componente  $a_0$ , que representa o valor médio da onda, é igual a zero. Portanto, a partir das componentes  $a_1$  e  $b_1$  é possível calcular o valor eficaz da componente fundamental,  $c_1$ , a partir de (4.67).

$$c_1 = \frac{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}}{\sqrt{2}} \quad (4.67)$$

Encontrou-se a relação  $2,204V_{CC}$ , e, assim, a tensão de cada barramento CC,  $V_{CC}$ , define-se 100 V.

A Tabela 4.1 apresenta os parâmetros dos elementos do conversor bidirecional, os quais também são utilizados para esta simulação. Os parâmetros restantes encontram-se na Tabela 4.3, os quais têm origem do projeto realizado no Apêndice A (maior detalhes no Capítulo 5). Salienta-se que o projeto detalhado do conversor *boost*, assim como o conversor bidirecional pode ser encontrado em [29] e [30], respectivamente.

Tabela 4.3 – Parâmetros de simulação do sistema PV proposto

Parâmetro	Valor/definição
Número de painéis* por string	3
Potência total	$3 \times 3 \times 130 \text{ W}_p = 1170 \text{ W}_p$
Tensões dos barramentos CC ( $V_{C1} = V_{C2} = V_{C3}$ )	100 V
Tensão do banco de baterias por módulo	$4 \times 12 \text{ V} = 48 \text{ V}$
Frequência de chaveamento ( <i>boost</i> e bidirecional)	40 kHz
$L_{b1} = L_{b2} = L_{b3}$	580 $\mu\text{H}$
$C_1 = C_2 = C_3$	2 mF
$C_{i1} = C_{i2} = C_{i3}$	100 $\mu\text{F}$

\* Painel SW130, fabricante SolarWorld [58]

Ainda, ressalva-se que a frequência de chaveamento foi escolhida de modo a obter um compromisso entre perdas de comutação e volume de filtros. Entretanto, nenhuma análise aprofundada foi realizada, visto que o objetivo deste trabalho é a comprovação da funcionalidade da estrutura proposta.

Os resultados de simulação apresentados a seguir são pertencentes às variáveis do módulo 2 (Figura 4.13), de modo que a análise dos resultados pode ser expandida para os demais módulos. Portanto, as condições e distúrbios simulados serão aplicados apenas no módulo 2, com o objetivo de validar os controladores propostos.

#### 4.7.1 Transição modo 3 – modo 2

Nesta simulação, os painéis encontram-se sob uma radiação de  $1000 \text{ W/m}^2$ , e o estágio de entrada está operando com o algoritmo MPPT, drenando a potência nominal dos painéis, ilustrado na Figura 4.14(a). Verifica-se que há potência excedente, então o controle do conversor bidirecional drena esta energia, carregando as baterias (corrente negativa), conforme Figura 4.14(b). Desse modo, a potência é entregue ao banco de baterias, regulando a tensão no barramento, como pode ser visualizado na Figura 4.14(c).

Em 0,15 segundos há uma mudança na radiação para  $500 \text{ W/m}^2$ , na qual reduz a potência gerada pelos painéis (MPPT ativo). A tensão do barramento CC decai ligeiramente, Figura 4.14(c), e o controle do conversor bidirecional atua de modo a regular a tensão. Para que isso ocorra, este conversor passa a injetar corrente no barramento CC (corrente positiva), conforme observa-se na Figura 4.14(b).

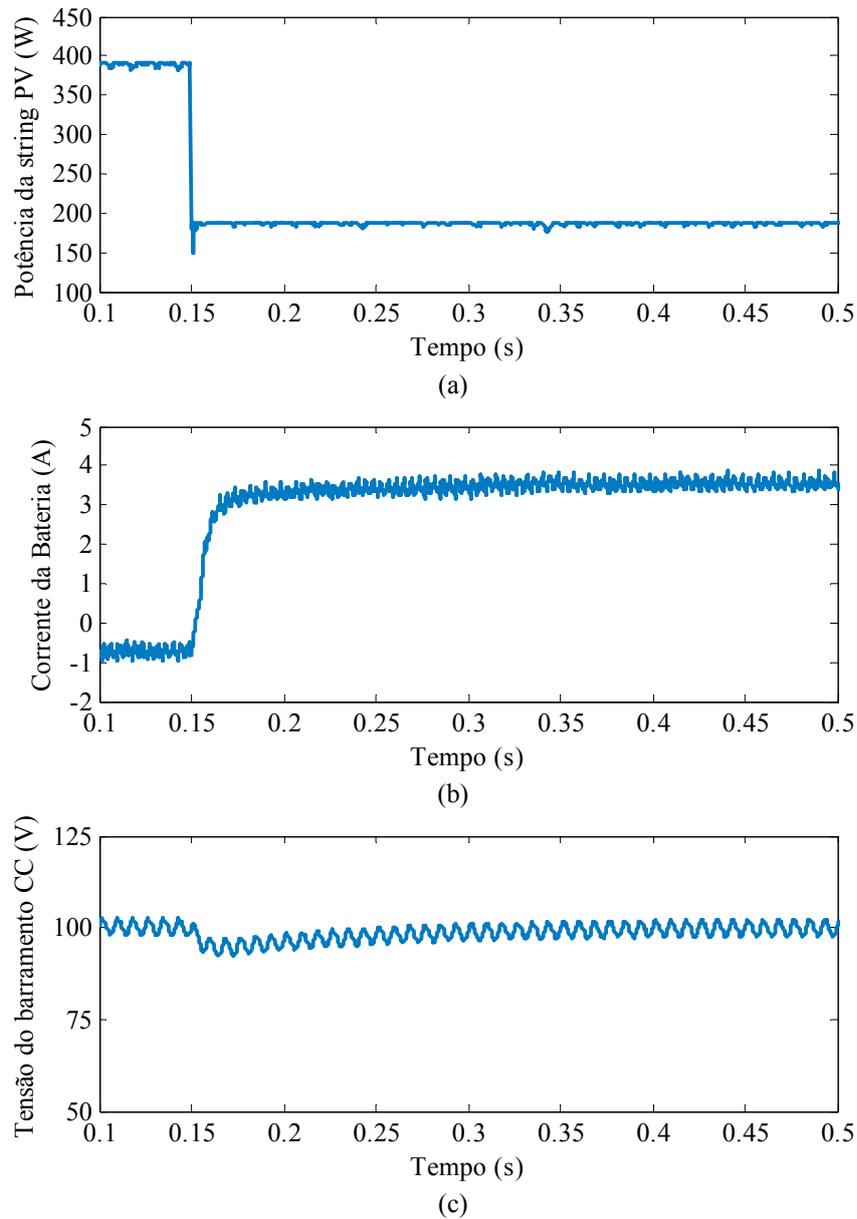


Figura 4.14 – Resultados de simulação transição modo 3-2: (a) potência da *string* PV, (b) corrente nas baterias e (c) tensão no barramento CC.

No intuito de verificar o comportamento das formas de onda com mais detalhes, também serão ilustradas algumas formas de onda com ampliação.

A Figura 4.15(a) mostra uma ampliação na corrente do banco de baterias. Verifica-se que a ondulação de corrente é pouco menor que 0,5 A, enquanto que a corrente sem a inclusão dos compensadores propostos é superior a 1,5 A.

A Figura 4.15(b) apresenta o conteúdo harmônico destas duas formas de onda da corrente. Nesta, observa-se que a corrente com a inclusão dos compensadores sintonizados na frequência de 120 Hz rejeitam as ondulações presentes no barramento CC. Também pode-se observar que a inclusão de múltiplos compensadores não afetará significativamente a

ondulação da corrente, visto que a amplitude das demais harmônicas são menores. Logo, conclui-se que as ondulações não foram totalmente corrigidas, porém, foram consideravelmente atenuadas com a inclusão de compensadores sintonizados apenas na frequência de 120 Hz.

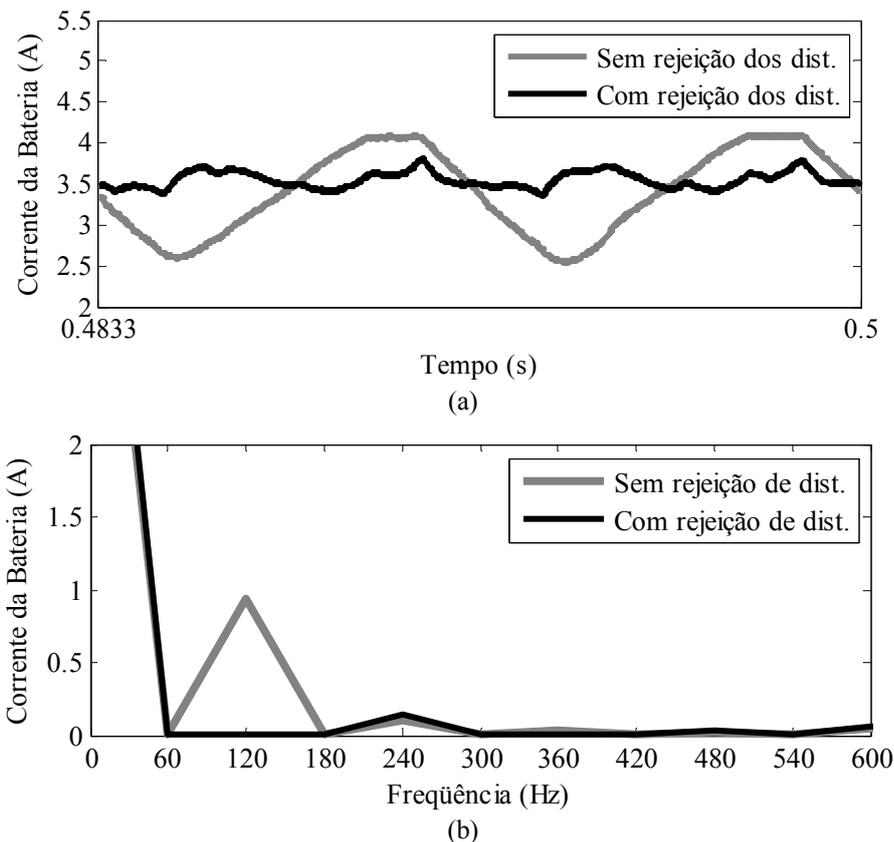


Figura 4.15 – Análise da corrente das baterias: (a) ampliação e (b) espectro harmônico da corrente das baterias com e sem a rejeição de distúrbios.

A Figura 4.16(a) ilustra a tensão de saída da célula do inversor multinível do módulo 2,  $v_b$ , e a Figura 4.16(b) a tensão de saída do inversor ponte-completa,  $v_o$ . Verificou-se que a tensão de saída apresentou uma THD de 11,84%. O espectro na frequência desta forma de onda é apresentado na Figura 4.16(c), onde se constatou que a componente fundamental obteve valor de 311,7 V (pico), e que a terceira e quinta harmônica foram canceladas, conforme projetado.

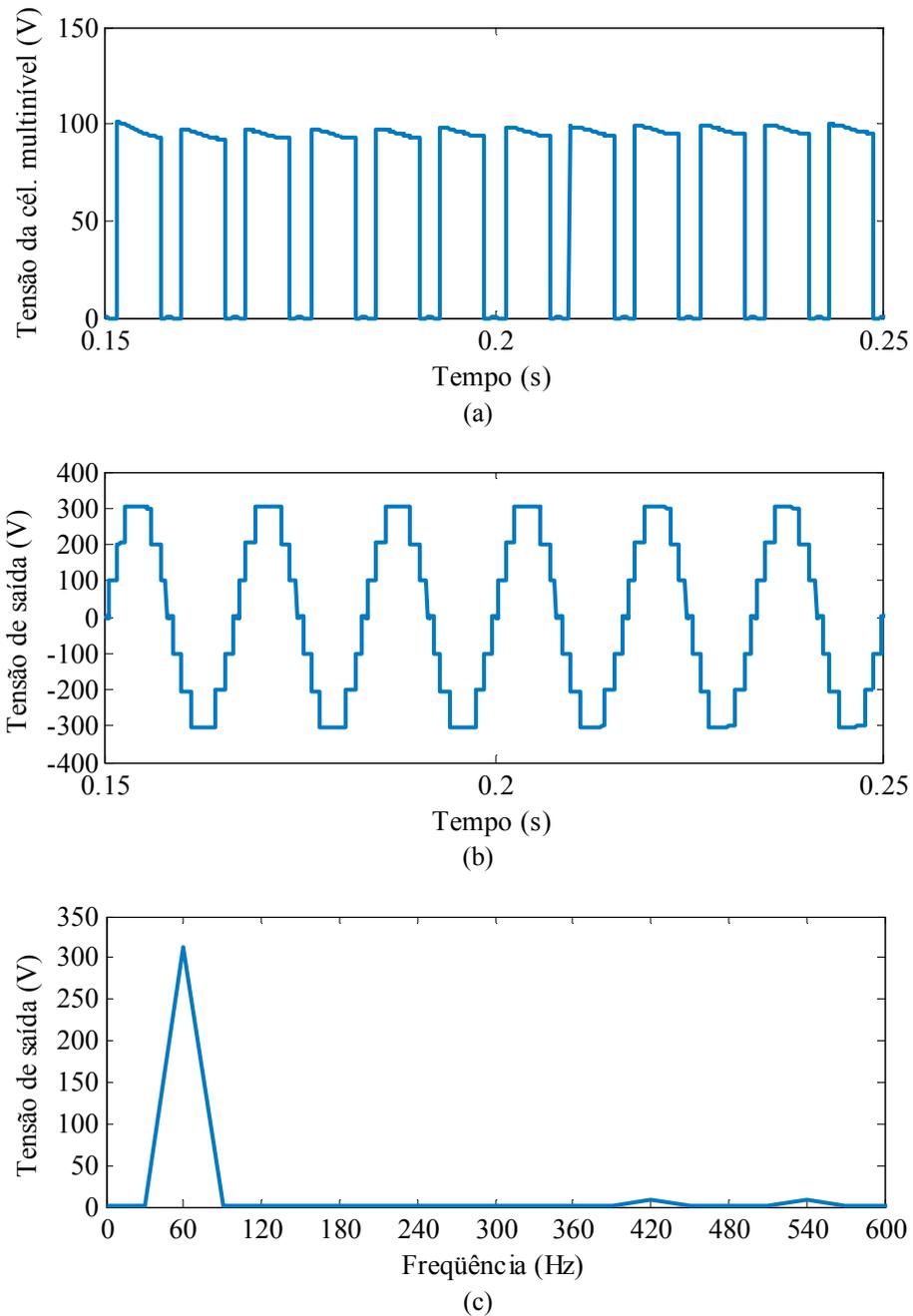


Figura 4.16 – Formas de onda da (a) tensão da célula do inversor multinível, (b) tensão de saída e (c) espectro harmônico da tensão de saída.

Salienta-se que os detalhes das formas de onda não serão apresentados para as próximas simulações, visto que estas apresentam o mesmo comportamento para as demais condições.

#### 4.7.2 Transição modo 2 – modo 3

Nesta simulação é testado o caso contrário da simulação anterior, ou seja, há pouca energia sendo gerada pelos painéis PV, que operam a uma radiação de  $500 \text{ W/m}^2$  (Figura 4.17(a)), necessitando que as baterias complementem a energia restante, injetando corrente no barramento CC, conforme Figura 4.17(b). O estágio de entrada implementa o MPPT e a tensão do barramento CC encontra-se regulada, observado na Figura 4.17(c).

Entretanto, em 0,15 segundos a radiação é modificada para  $1000 \text{ W/m}^2$ , resultando em um aumento da produção da energia. Conseqüentemente, cresce a tensão no barramento CC, e o controle do conversor bidirecional passa a drenar energia do barramento, até que a tensão seja regulada.

#### 4.7.3 Transição modo 3 – modo 4

Os resultados de simulação desta transição representam a comutação do modo de operação 3, visto nas simulações anteriores, para o modo 4, onde o estágio de entrada não desempenha a função de rastreamento de máxima potência, e sim de regulação da tensão de saída. Esta condição pode ocorrer, por exemplo, em ocasiões em que a bateria está sendo carregada, conforme Figura 4.18(b), e o controle supervisor detecta que a bateria já atingiu a carga completa. Sendo assim, o conversor bidirecional é desativado, de modo a não carregar mais as baterias, e o estágio de entrada começa a função de regulação do barramento CC, observado na Figura 4.18(c).

Dessa forma, visto que não há demanda de energia suficiente, a potência da *string* PV é reduzida, conforme Figura 4.18(a), de modo a manter o balanço de energia entre a entrada e saída (carga).

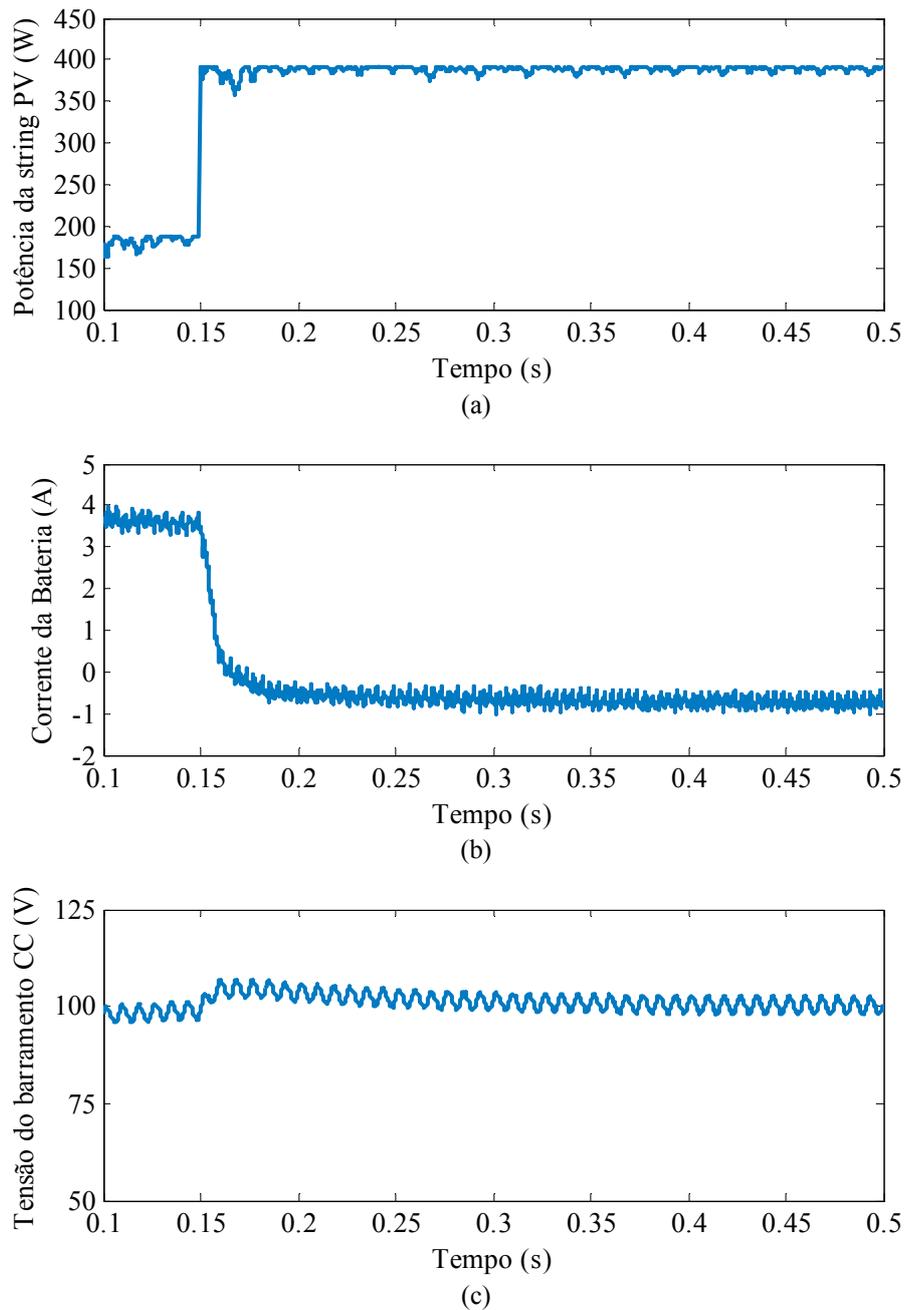
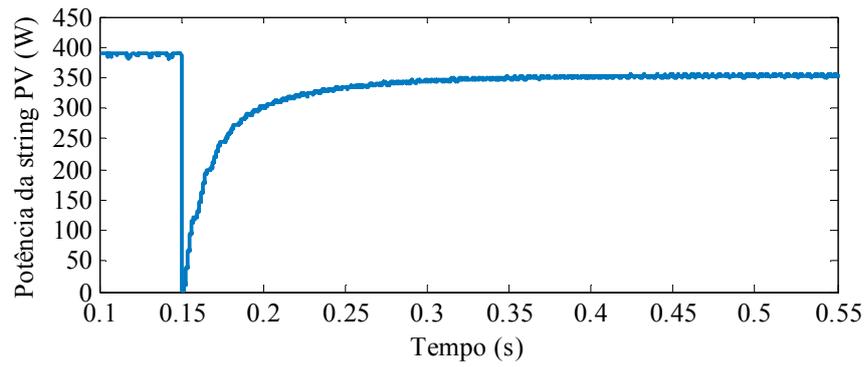
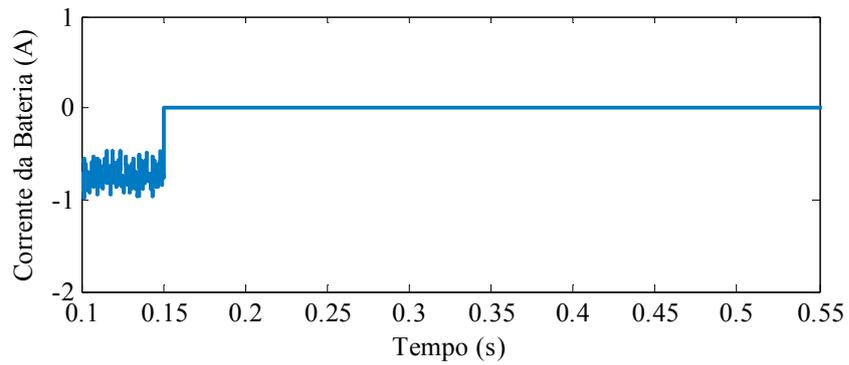


Figura 4.17–Resultados de simulação transição modo 2-3: (a) potência da *string* PV, (b) corrente nas baterias e (c) tensão no barramento CC.

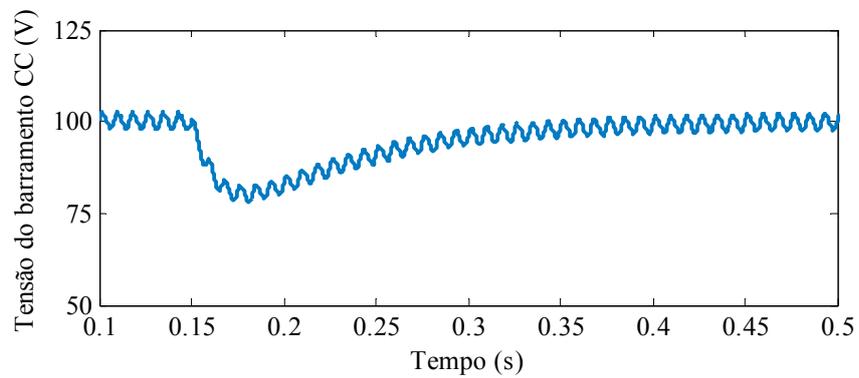
A Figura 4.19 mostra a ampliação da potência da *string* PV durante o modo de regulação. Conforme visto anteriormente no controle do estágio de entrada no modo regulação, os distúrbios que aparecem na potência gerada foram minimizados, apresentando uma variação de aproximadamente 1,2%.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.18 – Resultados de simulação transição modo 3-4: (a) potência da *string* PV, (b) corrente nas baterias e (c) tensão no barramento CC.

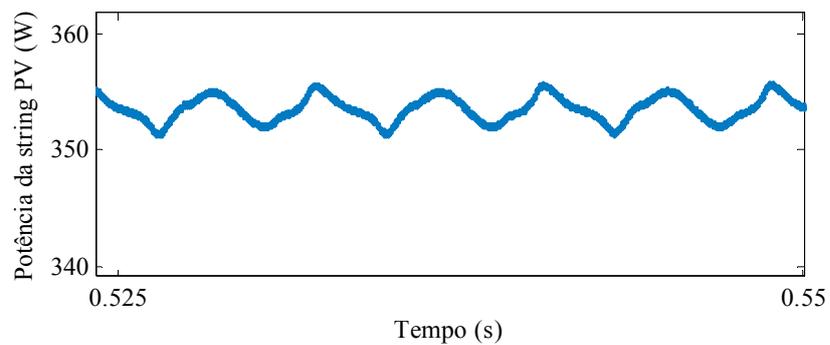


Figura 4.19 – Ampliação na potência da *string* PV (modo regulação).

#### 4.7.4 Aspectos da implementação prática

Visando a implementação prática, foram incluídos, na planta do conversor, as dinâmicas do D/A (PWM) e do atraso de implementação. Após o projeto dos controladores na frequência contínua, conforme foi abordado anteriormente, estes foram convertidos para a frequência discreta, utilizando a função *c2d* do software MATLAB<sup>®</sup>.

A partir dos controladores discretizados, o próximo passo é a obtenção das equações diferenças para implementação no microcontrolador [59]. Ainda, visto que o microcontrolador realiza os cálculos internos em ponto fixo (identificação e detalhes do microcontrolador utilizado abordado no próximo capítulo), deve ser aplicado a matemática em ponto fixo ( $Q_n$ ) nos coeficientes das equações diferenças.

Os resultados de simulação da Figura 4.20 apresentam a corrente nas baterias, para uma determinada condição, com a implementação dos controladores em ponto fixo.

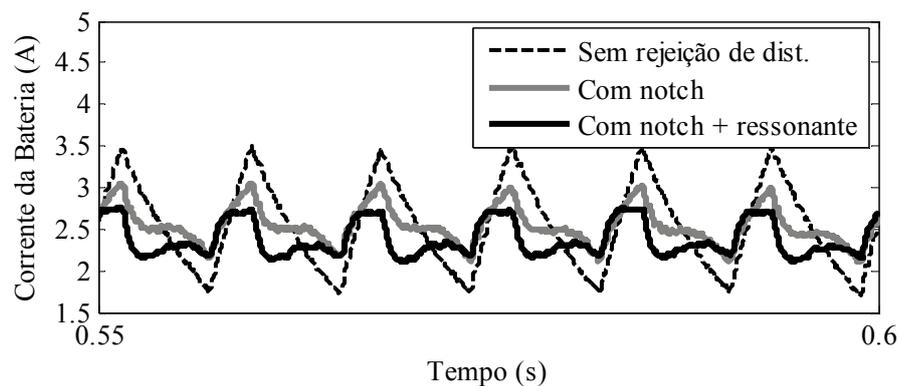


Figura 4.20 – Análise comparativa na corrente das baterias: resultados de simulação dos controladores do conversor bidirecional em ponto fixo.

Ainda, nesta simulação é realizada uma comparação entre os controladores propostos. Foi simulado o controle do conversor bidirecional sem o compensador ressonante na malha interna de corrente (apenas com o compensador *notch* na malha externa), e o controlador proposto, com ressonante e *notch* na malha interna e externa, respectivamente. Observa-se que a inclusão do compensador ressonante diminui significativamente as ondulações na corrente, justificando o emprego deste.

## 4.8 Conclusão

Este capítulo abordou detalhadamente a análise matemática de cada estágio de processamento da estrutura fotovoltaica proposta. Inicialmente, desenvolveu-se uma modelagem unificada dos modos de operação do conversor bidirecional, diferente da encontrada em [30] e [42]. De posse das funções de transferência de interesse, controladores para malha interna e externa foram projetados, com o objetivo deste estágio regular a tensão no barramento CC, ao mesmo tempo em que carrega/descarrega o banco de baterias. Verificou-se também a necessidade de controladores capazes de rejeitar os distúrbios presentes nas medidas de tensão e corrente.

Para o estágio de entrada do sistema proposto foram identificados e projetados dois controladores. O primeiro refere-se ao algoritmo MPPT, no qual é necessário, visto as características não lineares dos painéis, para que toda potência disponível seja entregue ao sistema. E o segundo controlador é utilizado em ocasiões nas quais há excesso de energia gerada e a bateria encontra-se totalmente carregada. Dessa forma, o estágio de entrada iguala a potência gerada pelos painéis à potência demandada pela carga, regulando o barramento CC. Assim como no caso anterior, os distúrbios da forma de onda de saída do inversor causam oscilações na potência gerada pelos painéis. Desse modo, também se fez necessário a inclusão de controladores capazes de rejeitar estes distúrbios, reduzindo as ondulações na potência.

Foram abordados dois tipos de modulação para o estágio de saída. A primeira, eliminação seletiva de harmônicas, possibilita eliminar as  $n-1$  harmônicas, além de ser implementada em baixa frequência, possibilitando o uso de semicondutores mais lentos e, conseqüentemente, mais baratos. A segunda modulação, *phase-shift*, reduz significativamente o conteúdo harmônico, possibilitando a redução dos filtros de saída. Entretanto, esta representa um aumento nas comutações (média frequência), elevando as perdas por comutação.

Após realizada a análise dos estágios de processamento de energia e projeto dos respectivos controladores, o sistema de controle supervisor, responsável pelo funcionamento adequado de cada módulo do sistema, foi apresentado. Neste foram destacadas as funções de gerenciamento dos sinais de comando, provenientes dos controladores, para as diferentes condições de operação do sistema. Ainda, foi apresentado um fluxograma da lógica de tomada de decisões empregada neste sistema.

Por fim, no objetivo de comprovar o funcionamento da estrutura, resultados de simulação foram apresentados. Foram simulados os principais modos de operação do sistema (modos 2, 3 e 4), nos quais os controladores projetados são utilizados, para um sistema PV composto por três módulos, gerando uma forma de onda de saída com sete níveis de tensão.

## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 5.1 Introdução

Com o objetivo de comprovar os resultados de simulação e a funcionalidade da estrutura com os controladores propostos, este capítulo aborda a implementação prática do sistema fotovoltaico proposto, realizada em laboratório. Foi implementado um módulo do sistema proposto, cujas especificações encontram-se na Tabela 5.1, de modo a verificar o comportamento das variáveis de interesse. O sistema implementado é o mesmo projetado no Apêndice A, e utilizado para análise dos resultados de simulação no Capítulo 4.

Tabela 5.1 – Especificações do módulo implementado.

<b>Especificação</b>	<b>Valor</b>
Potência do módulo implementado	$3 \times 130 \text{ W}_p = 390 \text{ W}_p$
Tensão da <i>string</i> PV	$3 \times 18,9 \text{ V} = 56,7 \text{ V}$
Tensão no barramento CC	100 V
Tensão do banco de baterias	$4 \times 12 \text{ V} = 48 \text{ V}$
Frequência de comutação do conversor <i>boost</i>	40 kHz
Frequência de comutação do conversor bidirecional	40 kHz
Frequência de comutação da célula do inversor multinível	120 Hz

Para emular os painéis fotovoltaicos sob diversas condições de radiação, foi utilizada a fonte simuladora de painéis fotovoltaicos E4350B, da fabricante Agilent<sup>®</sup>. Dessa forma, devido à limitação de potência desta fonte e ao número de baterias disponível para realizar os resultados experimentais, a potência de projeto (realizada no Apêndice A) foi reduzida, adequando-se aos componentes disponíveis em laboratório.

Supondo o mesmo sistema com três módulos (Figura 4.13) apresentado nos resultados de simulação do Capítulo 4, foi escolhido o segundo módulo, conforme Figura 5.1, cujo ângulo de comutação da célula do inversor multinível,  $\alpha_2$ , foi definido em (4.62). Neste módulo, portanto, foram realizados testes com diferentes radiações, bem como o comportamento na condição de excesso de energia produzida pelos painéis e baterias totalmente carregadas (seção 3.3).

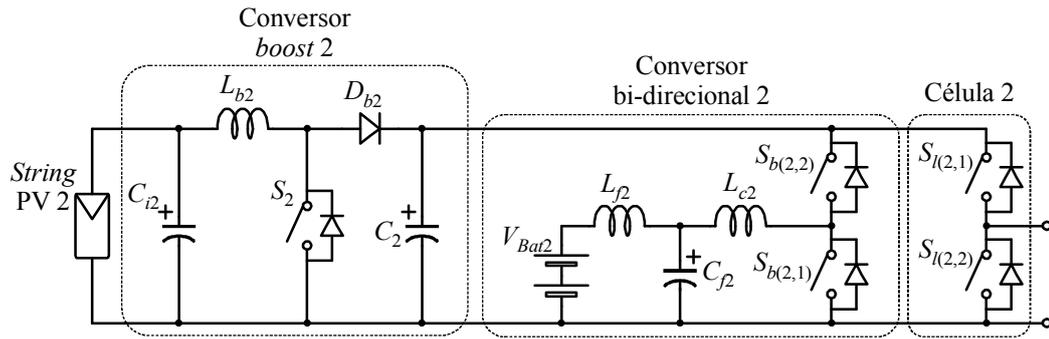


Figura 5.1 – Módulo 2: implementação prática.

A Tabela 5.2 apresenta a descrição dos componentes utilizados nos conversores do módulo implementado.

Tabela 5.2 – Componentes do módulo implementado.

Descrição	Componente
Painel PV*	SW 130
Bateria	Moura Clean 12MF105
$C_{i2}$	100 $\mu$ F
$C_2$	2 mF
$L_{b2}$	580 $\mu$ H
$S_2$	MOSFET IRFP264
$D_{b2}$	MUR3060PT
$L_{f2}$	1,7 $\mu$ H
$L_{c2}$	256 $\mu$ H
$S_{b(2,1)}, S_{b(2,2)}, S_{l(2,1)}, S_{l(2,2)}$	IRGP50B60PD1
$R_o$	15 $\Omega$

\*Painel PV simulado através da fonte Agilent E4350B

Salienta-se que, em função das limitações da fonte simuladora E4350B, a condição nominal de operação dos painéis (1000 W/m<sup>2</sup>) não pôde ser emulada. Desse modo, a máxima potência foi considerada na radiação de 800 W/m<sup>2</sup>, resultando em uma potência na *string* PV de aproximadamente 300 W.

Devido a disponibilidade de apenas uma fonte simuladora de painéis PV em laboratório, para obter a forma de onda da tensão de saída do inversor multinível,  $v_o$ , os demais módulos do sistema (1 e 3) foram implementados através de fontes CC e a célula do inversor multinível correspondente, conforme ilustrado na Figura 5.2.

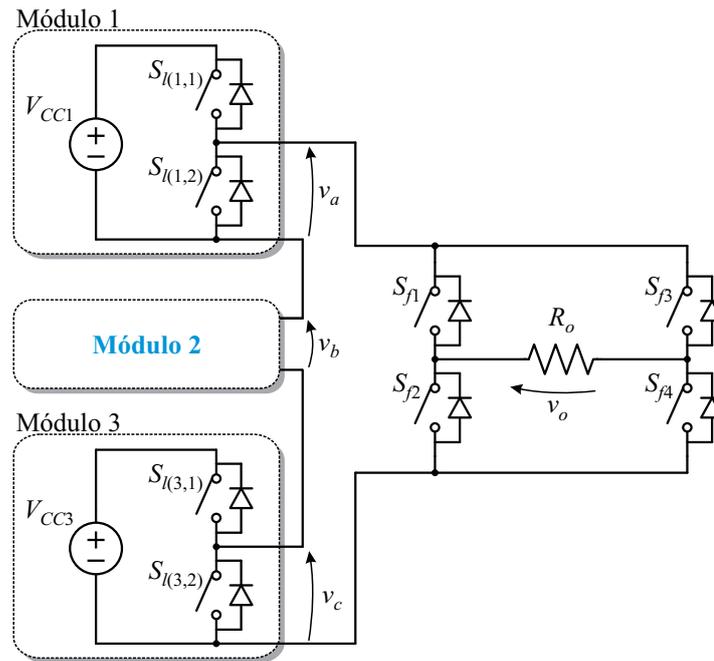


Figura 5.2 – Sistema fotovoltaico implementado.

A medição das variáveis e implementação dos controladores é realizado por uma FPGA (*Field Programmable Gate Array*) Xilinx<sup>®</sup>, modelo Spartan-3E, que está incluído no *kit* de desenvolvimento Digilent<sup>®</sup> Nexys2. Os conversores analógico-digitais (AD) empregados são do modelo ADCS7476MSPS de 12 bits, da fabricante National Semiconductors<sup>®</sup>.

A respeito da medição das variáveis de interesse para análise dos resultados, a tensão do barramento CC e a corrente nas baterias foram medidas através do osciloscópio. Já a potência de saída da fonte simuladora dos painéis PV foi obtida via conexão da fonte com um microcomputador, e aquisição através de um programa próprio para esta finalidade, no qual armazena os dados da potência instantânea e tempo correspondente à medida.

## 5.2 Transição entre os modos de operação 3 e 2

Inicialmente o módulo implementado encontra-se na condição em que há excesso de potência gerada, e as baterias encontram-se parcialmente descarregadas. O estágio de entrada rastreia o ponto de máxima potência, e o excesso de energia é injetado no banco de baterias (corrente negativa), regulando a tensão no barramento CC.

Em um determinado instante, é reduzida a potência dos painéis PV devido a uma queda na radiação de  $800 \text{ W/m}^2$  para  $400 \text{ W/m}^2$ , indicado na Figura 5.3(a). O estágio de entrada permanece com o rastreamento do ponto de máxima potência. Entretanto, a potência

gerada, de aproximadamente 150 W, não é suficiente para suprir a carga e manter a tensão do barramento CC regulada. Dessa forma, o conversor bidirecional passa a drenar corrente do banco de baterias (corrente positiva), regulando a tensão do barramento CC em 100 V, como pode ser visto na Figura 5.3(b) o momento da transição entre os modos de operação.

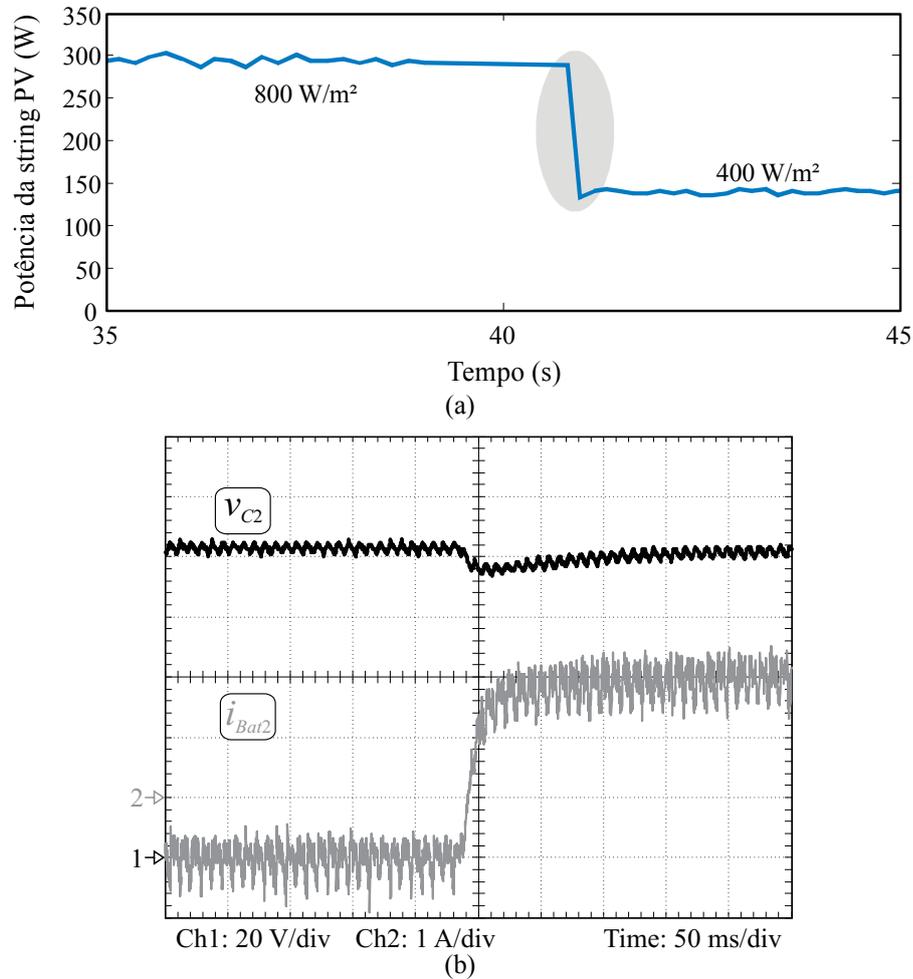


Figura 5.3 – Transição modo 3-2: resultados da (a) potência da *string*PV e (b) tensão do barramento CC (Ch1) e corrente nas baterias (Ch2).

Analisando os resultados da Figura 5.3(b), verificaram-se irregularidades na corrente das baterias, não previstas em simulação, quando se diminui a resolução do osciloscópio. Para analisar com maior nível de detalhes, foi retirado um resultado com maior resolução (escala de tempo menor) da corrente nas baterias, tensão no barramento CC e tensão produzida na célula do inversor multinível, observada na Figura 5.4.

Verifica-se, portanto, um resultado próximo ao obtido em simulação, no qual apresentou uma ondulação na corrente menor que 1 A.

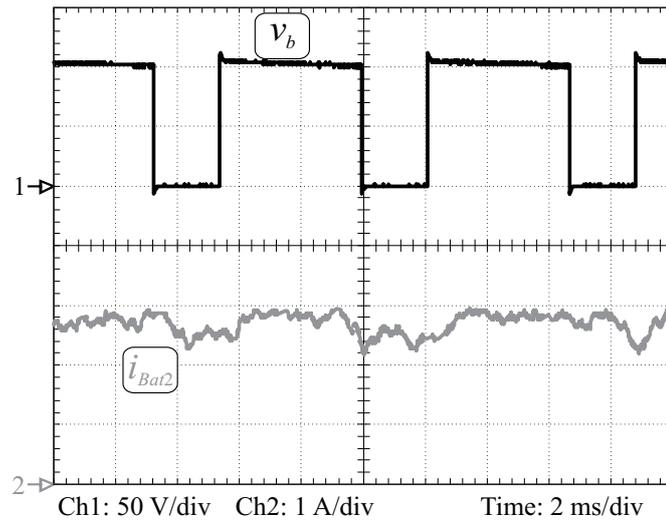


Figura 5.4 – Ampliação nos resultados da tensão no barramento CC (Ch1), corrente nas baterias (Ch2) e tensão da célula do inversor multinível (Ch3).

Com o objetivo de justificar o emprego do controle proposto, um resultado experimental sem a inclusão dos compensadores que rejeitam os distúrbios foi obtido, e está representado na Figura 5.5.

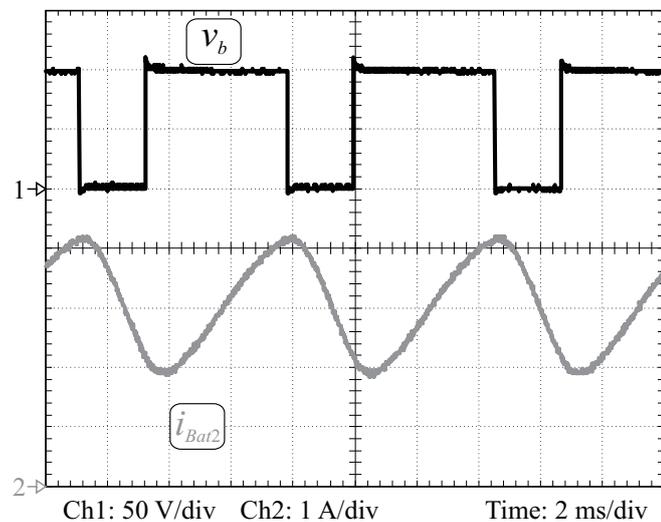


Figura 5.5 – Resultados da corrente nas baterias (Ch2) sem a inclusão dos compensadores propostos.

Observa-se que a ondulação na corrente nas baterias é significativamente maior devido à operação do inversor de saída, prejudicando a vida útil da bateria, conforme mencionado anteriormente.

### 5.3 Transição entre os modos de operação 2 e 3

Nestes resultados experimentais, é realizado o caso inverso do anterior. Há pouca energia sendo gerada pelos painéis PV, o estágio de entrada implementa o MPPT e o conversor bidirecional complementa a energia restante com as baterias, de modo a regular a tensão no barramento CC no nível especificado. Em determinado instante, ocorre uma mudança na radiação dos painéis, aumentando a potência gerada, observado na Figura 5.6(a). O controle do conversor bidirecional passa a não mais drenar das baterias, e ainda, verificando que há energia excedente, passa a carregá-las, mantendo o barramento CC regulado, conforme mostra a Figura 5.6(b).

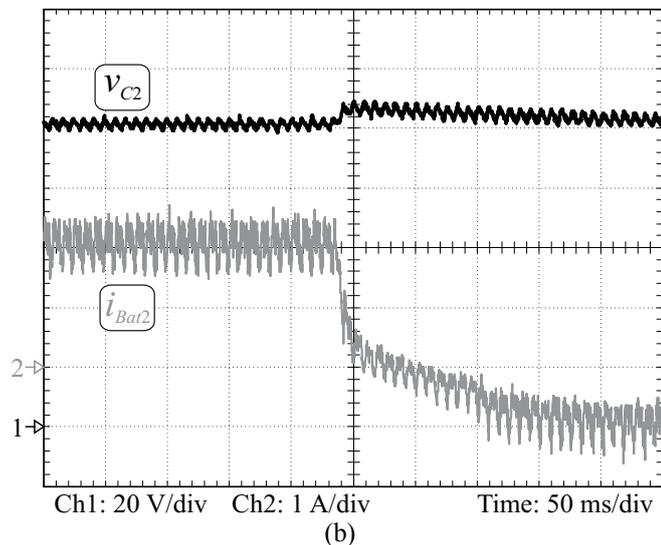
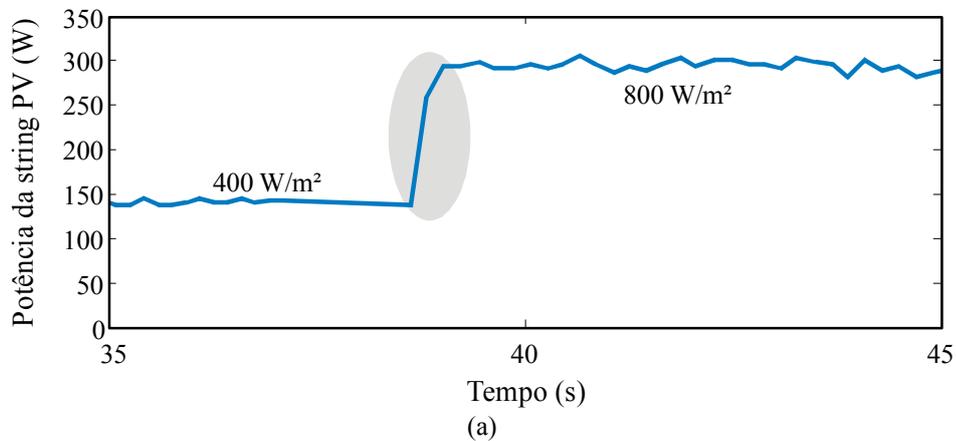


Figura 5.6 – Transição modo 2-3: resultados da (a) potência da *string*PV e (b) tensão do barramento CC (Ch1) e corrente nas baterias (Ch2).

Verifica-se, portanto, que o controle atinge funciona adequadamente, assim como o desempenho do comportamento das variáveis de interesse é satisfatório.

#### 5.4 Transição entre os modos de operação 3 e 4

Supondo que o módulo implementado encontra-se na mesma condição do modo de operação 3, entretanto em um determinado instante de tempo, representado na Figura 5.7(a), o sistema supervisor detecta que o banco de baterias torna-se carregado. Ou seja, há potência excedente, e esta não poderá ser injetada no banco de baterias. Dessa forma, o modo de operação 4 é acionado, onde o estágio de entrada passa a implementar o controle de regulação do barramento CC, e o conversor bidirecional é desativado, levando a corrente das baterias a zero, conforme Figura 5.7(b).

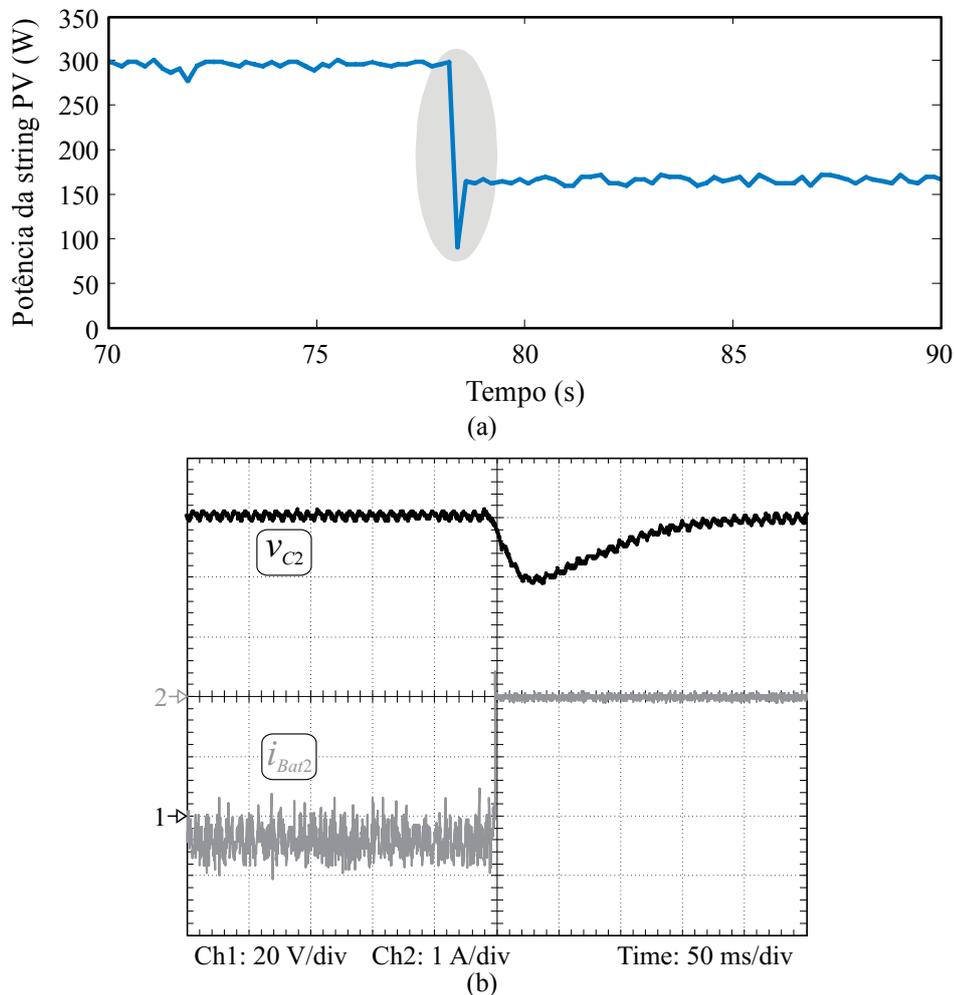


Figura 5.7 – Transição modo 3-4: resultados da (a) potência da *string* PV e (b) tensão do barramento CC (Ch1) e corrente nas baterias (Ch2).

Verifica-se que a transição entre os modos 3 e 4 ocorreu conforme esperado e analisado na seção 3.3.

## 5.5 Degrau de carga

Os resultados obtidos até o presente momento foram para mudanças de condições de operação com variações na potência de entrada (painéis PV). Os resultados a seguir representam a variação da potência de saída, ou seja, da carga. Em todos os testes é executado um degrau de, aproximadamente, 35% da potência nominal do sistema.

### 5.5.1 Degrau de carga positivo no modo de operação 2

Durante o modo de operação 2, em um determinado instante de tempo, foi efetuado um acréscimo de carga, sendo necessário aumentar a potência drenada das baterias. Dessa forma, conforme a Figura 5.8, aumenta-se a corrente da bateria para manter a tensão no barramento CC regulada.

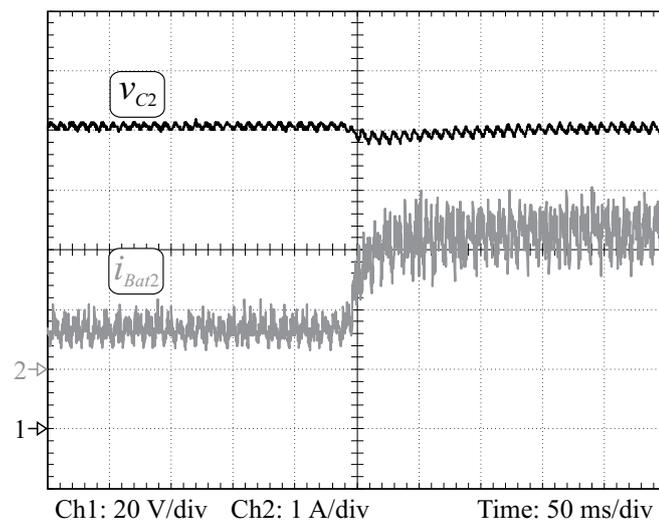


Figura 5.8 – Degrau de carga positivo durante o modo de operação 2.

### 5.5.2 Degrau de carga negativo no modo de operação 2

Ainda no modo de operação 2, é realizado um decréscimo de carga, sendo necessário diminuir a potência drenada das baterias. Conforme ilustram os resultados da Figura 5.9, diminui-se a corrente da bateria para manter a tensão no barramento CC regulada.

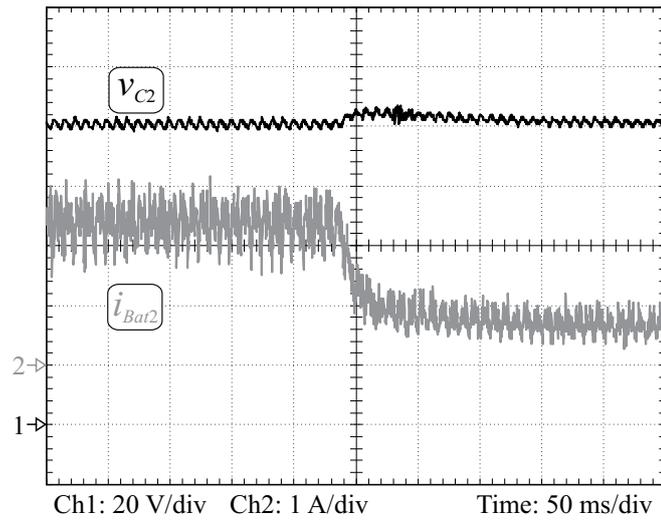


Figura 5.9 – Degrau de carga negativo durante o modo de operação 2.

### 5.5.3 Degrau de carga positivo no modo de operação 3

Durante o modo de operação 3, é realizado um acréscimo de carga, sendo necessário aumentar a potência drenada das baterias. Logo, conforme a Figura 5.10, aumenta-se a corrente da bateria para manter a tensão no barramento CC regulada.

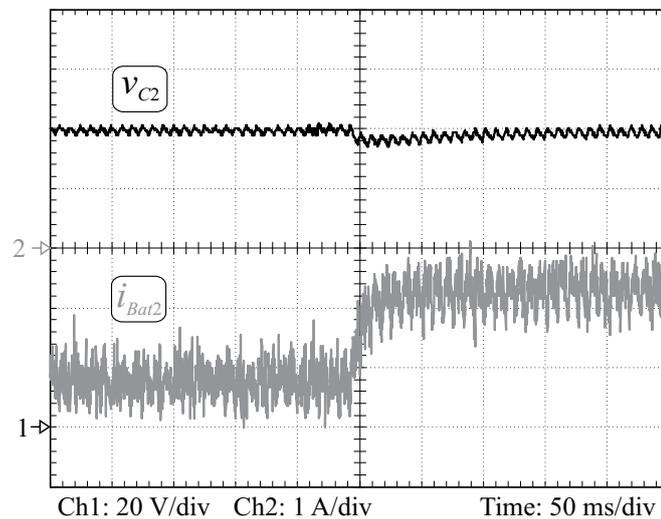


Figura 5.10 – Degrau de carga positivo durante o modo de operação 3.

#### 5.5.4 Degrau de carga negativo no modo de operação 3

Por fim, é realizado um decréscimo de carga durante o modo de operação 3, sendo necessário aumentar a corrente de carga nas baterias para manter a tensão no barramento CC regulada, conforme ilustra a Figura 5.11.

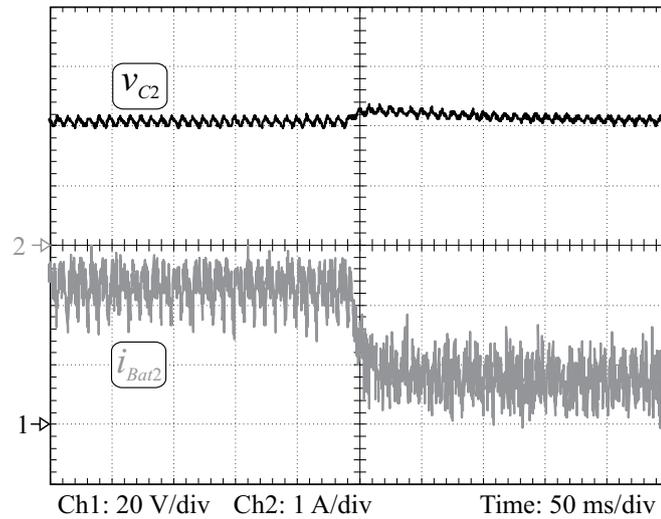


Figura 5.11 – Degrau de carga negativo durante o modo de operação 3.

## 5.6 Tensão de saída

Conforme comentado anteriormente e ilustrado na Figura 5.2, a forma de onda da tensão de saída do sistema PV proposto foi obtida com a implementação de duas fontes CC independentes (cada uma com uma célula de comutação do inversor multinível), e um módulo do sistema PV.

Baseado nessas informações, a tensão de saída está representada na Figura 5.12.

Verificou-se, portanto, que a tensão de saída apresentou um comportamento similar ao obtido nos resultados de simulação, obtendo 220 V<sub>RMS</sub> na frequência de 60 Hz.

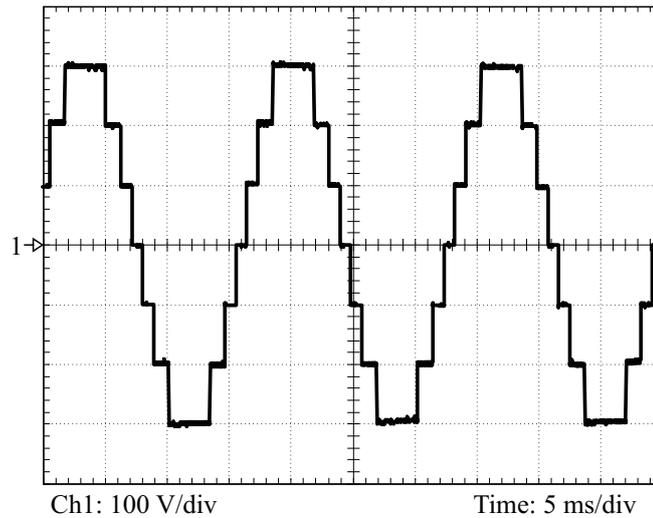


Figura 5.12 – Tensão de saída do inversor multinível  $v_o$ .

## 5.7 Conclusão

Este capítulo abordou a implementação prática de um módulo do sistema PV proposto. Os resultados obtidos comprovaram a funcionalidade dos estágios de processamento de energia, assim como os controladores empregados.

Foram apresentados resultados de três transições entre modos de operação distintos para o módulo implementado, sendo que esta análise é análoga a um sistema composto por “ $n$ ” módulos. Inicialmente foram apresentados resultados com variações na potência de entrada; na seqüência, apresentou-se resultados em relação a variações de carga.

Realizou-se, também, uma comparação com a corrente do banco de baterias sem os controladores propostos. Verificou-se que a rejeição dos distúrbios é de grande relevância para na ondulação da corrente de carga/descarga nas baterias, visando à otimização da vida útil destas.

Salienta-se que dois módulos do sistema fotovoltaico proposto foram implementados com uma fonte CC e a célula do inversor multinível correspondente, devido à disponibilidade de apenas dois conversores analógico-digitais (cada um com duas leituras de dados) e uma fonte simuladora de painéis fotovoltaicos, possibilitando emular apenas um arranjo PV. Entretanto, foi possível verificar o funcionamento adequado da estrutura, assim como a tensão de saída do estágio inversor.

Além disso, o projeto do sistema apresentado no Apêndice A foi redimensionado de modo a se adequar com a potência e número de baterias disponíveis em laboratório.

## CONCLUSÃO

A crescente demanda mundial de energia e as preocupações com o meio ambiente, com base na matriz energética atual, têm levado a uma intensa pesquisa e utilização de fontes de energia renováveis. Estas fontes estão sendo utilizadas para complementar a geração de energia elétrica em diversos sistemas ao redor do mundo, descentralizando e ampliando o setor de geração de energia. Já, em aplicações distantes da rede de distribuição, estas são utilizadas como principal fonte geradora de energia, alimentando cargas residenciais, estações de bombeamento d'água, estações de telecomunicação, entre outras.

A tecnologia fotovoltaica apresenta-se como uma das mais promissoras, destacando-se por seus reduzidos impactos ambientais e alto grau de modularidade, visto que esta pode ser instalada e operada em diversas ocasiões. Como exemplo, cita-se a integração com as construções civis (telhados, fachadas), que, na maioria das vezes, é inviável para outras fontes alternativas de energia.

Entretanto, os painéis fotovoltaicos ainda apresentam elevado custo e reduzido rendimento, tornando indispensável uso de sistemas eficientes para o processamento da energia gerada. Tendo por base o exposto e a revisão bibliográfica das estruturas analisadas na literatura técnica, este trabalho abordou e analisou um sistema fotovoltaico autônomo com configuração descentralizada e inversor multinível.

A configuração descentralizada, mais especificamente *multi-string*, provê um maior ganho na energia gerada pelos painéis fotovoltaicos, visto as disparidades entre os próprios painéis, dado pelo envelhecimento e/ou sombreamento parcial. Torna-se, também, indispensável o uso de conversores no estágio de entrada que implementem um algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência, assegurando que o máximo de energia é extraído dos painéis PV.

Seguindo esta mesma idéia, este trabalho apresentou uma configuração descentralizada do banco de baterias, na qual é evidenciada pela literatura como alternativa para reduzir as disparidades entre as baterias. A configuração analisada, além de reduzir os danos a um banco de baterias inteiro, torna possível a redução dos custos de manutenção do sistema autônomo. Além da estrutura, o controle do processo de carga e descarga também visa a otimização da vida útil das baterias. O controle é projetado de modo a garantir uma corrente mais constante possível, e, para isso, foi necessária a inclusão de compensadores capazes de rejeitar distúrbios ocasionados pela operação do inversor de saída.

A escolha por um conversor multinível como estágio inversor, dá-se pelas vantagens que este conversor agrega, tanto na eficiência quanto nos índices de desempenho da forma de onda de saída. Ainda, o conversor multinível possibilita, através da escolha entre simétrico e assimétrico, diferentes combinações de autonomia do banco de baterias. Dessa forma, pode-se realizar um projeto visando obter baterias com reduzido custo.

A partir da modelagem e controle dos estágios de processamento de energia que integram o sistema proposto, pôde-se verificar através de simulações o correto funcionamento da estrutura. Foram testados ocasiões de queda/aumento de radiação solar, assim como carga completa das baterias, verificando o comportamento das variáveis de interesse. Comprovou-se, também, a eficácia dos compensadores que visam a rejeição dos distúrbios, reduzindo significativamente a ondulação da corrente nas baterias.

Da mesma forma que nos resultados de simulação, as transições dos modos de operação foram avaliados na implementação prática de um módulo do sistema proposto. O sistema projetado não foi implementado completamente visto a disponibilidade de apenas uma fonte simuladora de painéis PV (sendo possível simular apenas um arranjo PV) e de dois conversores analógico-digitais, necessários para implementação do controle. Ainda, a potência de projeto do sistema foi redimensionada de modo a se adequar a potência da fonte simuladora e do número de baterias disponível.

Entretanto, os resultados das transições dos modos de operação apresentaram resultados satisfatórios e condizentes com os resultados esperados, visando a regulação do barramento CC (condicionando a tensão de saída no nível desejado), a partir do controle do conversor bidirecional ou conversor CC-CC do estágio de entrada. Verificou-se que a corrente do banco de baterias apresentou ondulações não previstas em simulação; mesmo assim, estas ondulações são muito menores que a ondulação sem a inclusão dos compensadores sugeridos.

Salienta-se, ainda, que a mesma idéia topológica do sistema proposto pode ser empregado nos emergentes sistemas conectados à rede elétrica de distribuição que utilizam banco de baterias. A razão para a utilização de um sistema de armazenamento é a operação em modo ilhado, ou seja, situações em que há falha na rede elétrica, tornando o fornecimento de energia ininterrupto ao consumidor.

### **Propostas para trabalhos futuros**

- Implementação de sistema fotovoltaico proposto com maior número de módulos, verificando os índices de desempenho que a estrutura atinge;
- Implementação do sistema com painéis fotovoltaicos, no intuito de observar o comportamento real da estrutura;
- Obtenção de uma metodologia de projeto que englobe variáveis como custo, eficiência e índices de desempenho satisfatórios;
- Avaliação do rendimento desta estrutura frente as estruturas encontradas na literatura técnica e indústria;
- Verificar uma topologia de conversor bidirecional isolado, visto conformidade com questões de segurança;
- Investigação do ruído presente na corrente das baterias, conforme observado nos resultados experimentais;

### **Artigo resultante deste trabalho apresentado em conferência internacional**

Durante a realização desta dissertação de mestrado, publicou-se o artigo apresentado a seguir:

- M.I. Desconzi, R.C. Beltrame, C. Rech, L. Schuch, H.L. Hey, “Photovoltaic Stand-alone Power Generation System with Multilevel Inverter,” *in International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ)*, 2011, Las Palmas de Gran Canaria, Espanha, 2011. pp. 6.

## REFERÊNCIAS

- [1] International Energy Agency (IEA), *Key World Energy Statistics*, 2010. [Disponível em <http://www.iea.org/stats/index.asp> - acesso em 01/07/2011].
- [2] International Energy Agency (IEA), *World Energy Outlook*, 2009. [Disponível em <http://www.iea.org/stats/index.asp> - acesso em 01/07/2011].
- [3] International Energy Agency (IEA), *CO2 Emissions from Fuel Combustion – Highlights*, 2010. [Disponível em <http://www.iea.org/stats/index.asp> - acesso em 01/07/2011].
- [4] Empresa de Pesquisa Energética (EPE), *Balço Energético Nacional 2009–Ano Base 2008: Resultados Preliminares*, Rio de Janeiro, 2009.
- [5] G. J. Miranda, “Be prepared!,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 9, issue 2, 2003, pp. 12-20.
- [6] T.A. Mulholland, “Deregulation, the California experience, and implications for western markets” in *Proc. IEEE-IAS/PCA Cement Industry Technical Conference*, 2001, pp. 19-29.
- [7] International Energy Agency (IEA), *PVPS Annual Report*, 2008. [Disponível em <http://www.iea-pvps.org/index.php?id=6> - acesso em 01/07/2011].
- [8] European Photovoltaic Industry Association (EPIA), *Solar Generation V*, 2008. [Disponível em <http://www.epia.org/publications/> - acesso em 01/07/2011].
- [9] European Photovoltaic Industry Association (EPIA), *Solar Generation VI*, 2011. [Disponível em <http://www.epia.org/publications/> - acesso em 01/07/2011].
- [10] PV Cycle Association, *Annual Report – 2010*. [Disponível em <http://www.pvcycle.org/> - acesso em 01/07/2011].
- [11] World Energy Council, *2010 Survey of Energy Resources*, 2010. [Disponível em <http://www.worldenergy.org/publications/> - acesso em 01/07/2011].
- [12] GreenPRO, *Energia Fotovoltaica – Manual Sobre Tecnologias, Projecto e Instalação*, Programa Altener, 2004. [Disponível em <http://www.greenpro.de/po/> - acesso em 01/07/2011].
- [13] European Photovoltaic Industry Association (EPIA), *Supporting Solar Photovoltaic Electricity – An Argument for Feed-in Tariffs*, 2008. [Disponível em <http://www.epia.org/publications/> - acesso em 01/07/2011].
- [14] World Energy Council, *European Climate Change Policy Beyond 2012*, 2009. [Disponível em <http://www.worldenergy.org/publications/> - acesso em 01/07/2011].
- [15] European Photovoltaic Industry Association (EPIA), *Global Market Outlook for Photovoltaics until 2015*, 2009. [Disponível em <http://www.epia.org/publications/> - acesso em 01/07/2011].
- [16] F.K.O.M. Varella, “Estimativa do Índice de Nacionalização dos Sistemas Fotovoltaicos no Brasil,” *Comissão de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica*. Universidade Estadual de Campinas, São Paulo, 2009. 148 p. (Tese de Doutorado).
- [17] R. Zilles, “Geração Distribuída com Sistemas Fotovoltaicos,” *1ª Reunião do Grupo de Trabalho GT-GDSF*, 15 de Dezembro de 2008 [Disponível em <http://www.fem.unicamp.br/~jannuzzi/documents/> - acesso em 01/07/2011].

- [18] M. A. Galdino, "Maior sistema fotovoltaico do País conectado à rede é instalado no CEPEL," CRESESB Informe, Rio de Janeiro, ano 8, n. 8, p. 3, 2003.
- [19] Solar 23, *Economic Analysis – PV-Diesel*. [Disponível em <http://www.ruralelec.org/118.0.html> - acesso em 01/07/2011]
- [20] G. Velasco, F. Guinjoan, R. Pique, A. Conesa, e J. Negroni, "Inverter power sizing considerations in grid-connected PV systems," *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1-10.
- [21] S.B. Kjaer, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaics Modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, 2005, pp. 1292 - 1305.
- [22] M. Meinhardt, G. Cramer, "Past, Present and Future of Grid Connected Photovoltaic and Hybrid-Power-Systems," in *Proc. IEEE-PES Summer Meeting*, vol. 2, 2000, pp.1283–1288.
- [23] G. Walker, P. Sernia, "Cascaded DC-DC Converter Connection of Photovoltaic Modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, 2004, pp. 1130-1139.
- [24] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, V.G. Agelidis, "Inverters for Single-phase Grid Connected Photovoltaic Systems – An overview," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2002, PESC'02, vol. 2, 2002, pp. 1995–2000.
- [25] J. Schönberger, "A Single Phase Multi-string PV Inverter with Minimal Bus Capacitance," in *13<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009. EPE '09. Set. 2009, pp. 1 –10.
- [26] T. Wu, C. Chang, Y. Wu, "Single-Stage Converters for PV Lighting Systems with MPPT and Energy Backup," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 35, 1999, pp. 1306 - 1317.
- [27] V.M. Pacheco, L.C. Freitas, J.B.V. Jr, E.A.A. Coelho, V.J. Farias, "Stand-Alone Photovoltaic Energy Storage System With Maximum Power Point Tracking," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, 2003, pp. 97 - 102.
- [28] V.M. Pacheco, L.C. Freitas, J.B.V. Jr, E.A.A. Coelho, V.J. Farias, "A DC-DC Converter Adequate for Alternative Supply System Applications," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, 2002, pp. 1074 - 1080.
- [29] J. Imhoff, "Desenvolvimento de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Autônomos," *Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*. Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2007. 146 p. (Dissertação de Mestrado).
- [30] D.B. Cândido, "Controle Supervisório Aplicado a Sistemas Fotovoltaicos Autônomos com Topologia MultiString," *Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*. Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2010. 157 p. (Dissertação de Mestrado).
- [31] C. Rech, "Análise, Projeto e Desenvolvimento de Sistemas Multiníveis Híbridos," *Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*. Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2005. 279 p. (Tese de Doutorado).
- [32] S. Daher, "Analysis, Design and Implementation of a High Efficiency Multilevel Converter for Renewable Energy Systems," *Dept. Electr. Engineering*. Kassel University, Germany, 2006. 147 p. (Ph.D. Dissertation).

- [33] L.G. Franquelo, et al. "The Age of Multilevel Converters Arrives," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, issue 2, pp. 28-39, 2008.
- [34] S. Khomfoi, L.M. Tolbert, "Multilevel Power Converters," *Power Electronics Handbook*, 2nd ed., Elsevier, pp. 451-482, 2007.
- [35] M.D. Manjrekar, T.A. Lipo, "A Hybrid Multilevel Inverter Topology for Drive Applications," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 2, pp. 523–529, 1998.
- [36] M. Calais, V.G. Agelidis, "Multilevel Converters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems – An overview," in *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Jul. 1998, vol. 1, pp. 224-229.
- [37] E. Babaei, S.H. Hosseini, "New cascaded multilevel inverter topology with minimum number of switches," *Energy Conversion and Management*, vol. 50, pp. 2761–2767, Jul. 2009.
- [38] I. Patrao, E. Figueres, F. González-Espín, G. Garcerá, "Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, issue 7, pp. 3423–3431, Set. 2011.
- [39] C.J. Rydh, B.A. Sandén, "Energy analysis of batteries in photovoltaic systems. Part I: Performance and energy requirements," *Energy Conversion and Management*, vol. 46, issue 11-12, 2005, pp.1957-1979.
- [40] C. Honsberg, S. Bowden, "Photovoltaics CDROM". [Disponível em <http://pvcdrom.pveducation.org/> – acesso em 01/07/2011]
- [41] International Energy Agency (IEA), *Management of Storage Batteries used in Stand-Alone Photovoltaic Power Systems – Report IEA\_PVPS\_T3-10:2002*, 2002 [Disponível em <http://www.iea-pvps.org/index.php?id=3> – acesso em 01/07/2011].
- [42] L. Schuch, "Sistema CA/CC com um Conversor PWM Bidirecional para Interface entre o Barramento CC e o Banco de Baterias" *Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*. Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2001. 221 p. (Dissertação de Mestrado).
- [43] C.W. Seitz, "Industrial Battery Technologies and Markets," in *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 9, issue 5, pp. 10-15, 1994.
- [44] J.D. Welsh, "A Comparison of Active and Passive Cell Balancing Techniques for Series/Parallel Battery Packs" *Electrical and Computer Engineering Graduate Program. Graduate School of The Ohio State University*, Estados Unidos da América, 2009. 115 p. (Master of Science Thesis).
- [45] C.-S. Moo, K.S. Ng, Y.-C. Hsieh, "Parallel Operation of Battery Power Modules," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no.2, pp.701-707, Jun. 2008.
- [46] D. Yang, D.D.-C. Lu, "Analysis of a battery-integrated boost converter for module-based series connected photovoltaic system," in *Proc. International Power Electronics Conference*, Jun. 2010, pp.694-698.
- [47] R. Gules, J.D.P. Pacheco, H.L. Hey, J. Imhoff, "A maximum power point tracking system with parallel connection for PV stand-alone applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2674-2683, Jul. 2008.

- [48] R.W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2<sup>nd</sup> ed., Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [49] C. Rech, “Controle de um conversor boost CCM para correção do FP,” *Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*, Universidade Federal de Santa Maria, 2009 (Notas de aula da disciplina Controle de conversores estáticos).
- [50] P.C. Loh, M.J. Newman, D.N. Zmood, D.G. Holmes, “A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.18, no.5, pp. 1176- 1185, Set. 2003.
- [51] K. Hirano, S. Nishimura, S. Mitra, “Design of Digital Notch Filters,” *IEEE Transactions on Communications*, vol.22, no.7, pp. 964- 970, Jul. 1974.
- [52] D.P. Hohm, M.E. Ropp, “Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms Using an Experimental, Programmable, Maximum Power Point Tracking Test Bed,” in *IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, Set. 2000, pp. 1699-1702.
- [53] K.K. Tse, B.M.T. Ho, H.S.-H Chung, S.Y.R. Hui, “A Comparative Study of Maximum-Power-Point Trackers for Photovoltaic Panels using Switching-Frequency Modulation Scheme,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, pp. 410-418, Abr. 2004
- [54] T. Esumi, P. Chapman, “Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, pp.439-449, Jun. 2007.
- [55] M.D. Manjrekar, G. Venkataramanan, “Advanced Topologies and Modulation Strategies for Multilevel Inverters,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, p. 1013–1018, 1996.
- [56] P.N. Enjeti, P.D. Ziogas, J.F. Lindsay, “Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics: A Critical Evaluation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, n. 2, p. 302–316, Mar./Abr. 1990.
- [57] Solarterra Energias Alternativas, “Energia Solar Fotovoltaica – Guia Prático,” São Paulo, SP. [Disponível em <http://www.solarterra.com.br> - acesso em 01/07/2011]
- [58] SolarWorld, “Sun module SW 130/140 poly R6A (Datasheet),” 2011.
- [59] L. Michels, “Controladores contínuos discretizados,” *Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*, Universidade Federal de Santa Maria, 2010 (Notas de aula da disciplina Controle de processos por computador).
- [60] A.P.C. Guimarães, M.A. Galdino, *SunData 2.0* (software). [Disponível em <http://www.cresesb.cepel.br/sundata/index.php> - acesso em 01/07/2011]

# APÊNDICE A - EXEMPLO DE PROJETO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO PROPOSTO

## A.1 Introdução

Baseado na metodologia de projeto do sistema PV proposto e do conversor bidirecional apresentados na seção 4.5, este apêndice têm por objetivo apresentar um exemplo de projeto para um caso pré-estabelecido.

## A.2 Exemplo de projeto do sistema proposto

O exemplo adotado para este projeto parte das definições realizadas na seção 4.6, onde se determinou uma forma de onda de saída com sete níveis, empregando a modulação baseada na eliminação seletiva de harmônicas. Conforme calculado anteriormente, os barramentos CC dos três módulos que compõe o sistema devem ser regulados em 100 V.

Aplicando as equações (4.45)-(4.46) (Capítulo 4) obtém-se a tensão necessária para o banco de baterias e o número de baterias em série, respectivamente, conforme resultados abaixo.

$$V_{Bat} = 50 \approx 48 \text{ V} \quad (\text{A.1})$$

$$n_{Bat(sr)} = 4 \quad (\text{A.2})$$

A potência demandada pela carga será definida 15 kWh, e a potência total diária, incluindo as perdas de 10% e 15% dos conversores CC-CC e CC-CA, respectivamente, é definida em (A.3).

$$P_{T(d)} = 15000(1 + 0,1)(1 + 0,15) = 18,970 \text{ kWh} \quad (\text{A.3})$$

Para o cálculo da capacidade do banco de baterias, definem-se quatro dias de autonomia e 80% de profundidade de descarga. Logo, a capacidade é definida em (A.4).

$$Q_{Bat} = \frac{18970 \cdot 4 \cdot 4}{48 \cdot 0,8} = 7906 \text{ Ah} \quad (\text{A.4})$$

Visto que comercialmente não há bateria com esta capacidade, escolheu-se uma bateria com capacidade de 220 Ah. Logo, a quantidade de baterias em paralelo é definida em (A.5).

$$n_{Bat(pr)} = \frac{7906}{220} = 35,937 \approx 36 \quad (\text{A.5})$$

$$n_{Bat(m)} = \frac{36}{3} = 12 \quad (\text{A.6})$$

Dessa forma, o número de baterias conectadas em série e paralelo, por módulo, é quatro e doze, respectivamente.

A potência adicional para garantir que as baterias sejam recarregadas em até cinco dias, é definida em (A.7).

$$P_{Bat(ad)} = 8(1 + 0,1) \frac{790,6}{5} = 1,391 \text{ Wh} \quad (\text{A.7})$$

Para que seja projetado um sistema para operar, mesmo na pior condição de radiação, deve-se utilizar a menor radiação diária média mensal. A Tabela A.1 apresenta um exemplo para a cidade de Santa Maria, RS, com os painéis inclinados em um ângulo que prevê a maior média anual [60]. Nota-se que no mês de Junho há a menor média, e este deve ser o valor escolhido para o projeto do sistema.

Utilizando o painel SW 130 da fabricante Solar World, no qual possui potência de pico de 130 W<sub>p</sub>, e aplicando as horas de Sol pleno para a cidade de Santa Maria, RS, calcula-se o número de painéis PV necessários para suprir a potência a partir de (A.8).

$$n_{PV(T)} = \frac{18970 + 1391}{130 \cdot 3,44} = 45,542 \approx 45 \quad (\text{A.8})$$

Tendo em vista que este resultado deve ser divisível pelo número de módulos do sistema, aproxima-se para quarenta e cinco painéis PV. Dessa forma, o número de painéis por módulo é apresentado em (A.9).

$$n_{PV(m)} = \frac{45}{3} = 15 \quad (\text{A.9})$$

Tabela A.1 – Radiação diária média mensal para a cidade de Santa Maria, RS [60].

Radiação diária média mensal [kWh/m <sup>2</sup> dia]			
Ângulo do painel Mês	Plano Horizontal (0 °)	Ângulo igual à latitude (30 °)	Maior média anual (24 °)
Jan	5,97	5,31	5,52
Fev	5,61	5,36	5,50
Mar	4,86	5,16	5,18
Abr	4,03	4,90	4,81
Mai	3,14	4,32	4,15
Jun	2,50	3,60	<b>3,44</b>
Jul	2,81	3,98	3,81
Ago	3,44	4,37	4,25
Set	4,19	4,65	4,63
Out	5,67	5,61	5,71
Nov	6,61	5,96	6,18
Dez	6,97	6,03	6,31
Média	4,65	4,94	4,96

Para o cálculo do número de painéis em série por módulo, alternam-se entre os números múltiplos de quinze (número total de painéis por módulo). Tem-se, portanto, a relação três e cinco. Escolhendo três painéis em série, representa uma tensão na *string* de 56,7 V, resultando em uma razão cíclica de aproximadamente 43% (conversor elevador de tensão). Entretanto, escolhendo cinco painéis em série, obtém 94,5 V na tensão da *string*, inviabilizando a implementação, visto que a razão cíclica resultante é de apenas 5%. A razão cíclica nominal muito baixa pode se tornar um problema visto que o algoritmo MPPT incrementa/decrementa esta variável aproximadamente na ordem de 3%.

Dessa forma, definem-se três painéis PV em série, e o número de painéis conectados em paralelo é calculado em (A.10).

$$n_{PV(pr)} = \frac{15}{3} = 5 \quad (\text{A.10})$$

Portanto, cada módulo será composto por cinco conjuntos de painéis conectados em paralelo, onde cada conjunto é formado por três painéis PV conectados em série.

Salienta-se que, para os resultados de simulação e implementação prática da estrutura proposta (capítulos 4 e 5, respectivamente), foi adotada uma potência inferior, visto as limitações de potência da fonte simuladora de painéis PV e número de baterias disponíveis em laboratório. No entanto, nota-se que a tensão do arranjo PV e do banco de baterias permanece o mesmo, assim como o ganho dos conversores de entrada (*boost*) e bidirecional.

É importante destacar, ainda, que o arranjo de painéis PV pode ser alterado quando se modifica a topologia do conversor CC-CC. Para o mesmo caso projetado, por exemplo, pode-se adotar um único arranjo de quinze painéis em série, caso seja empregado um conversor abaixador de tensão. A tensão da *string* passa a ser 283,5 V, com uma razão cíclica nominal de 35%.

Conclui-se, dessa forma, este exemplo de projeto para o sistema proposto.

### A.3 Exemplo de projeto do conversor bidirecional

Conforme metodologia de projeto apresentada na subseção 4.5.2, a seguir será apresentado um exemplo de projeto do conversor bidirecional, considerando as limitações de potência da fonte simuladora de painéis PV e o número de baterias disponíveis em laboratório. Inicialmente define-se a razão cíclica, calculada em (A.11).

$$D = \frac{100 - 48}{100} = 0,52 \quad (\text{A.11})$$

A corrente média no indutor  $L_c$  é calculada em (A.12).

$$I_{av} = \frac{1170/3}{48} = 8,12 \text{ A} \quad (\text{A.12})$$

Dessa forma, calcula-se o valor do indutor  $L_c$  de acordo com (A.13), onde adotou-se uma ondulação de corrente de 30% e frequência de comutação 40 kHz.

$$L_c = \frac{48 \cdot 0,52}{40 \times 10^3 \cdot 8,12 \cdot 0,3} = 256,15 \mu\text{H} \quad (\text{A.13})$$

De acordo com a relação definida em (4.59), o valor do indutor  $L_f$  calcula-se em (A.14).

$$L_f = \frac{L_c}{150} = \frac{256 \times 10^{-6}}{150} = 1,7 \mu\text{H} \quad (\text{A.14})$$

Por fim, calcula-se o valor do capacitor de filtro  $C_f$  em (A.15).

$$C_f = \frac{256 \times 10^{-6} + 1,7 \times 10^{-6}}{4 \cdot \pi^2 \cdot (4 \times 10^3)^2 \cdot 256 \times 10^{-6} \cdot 1,7 \times 10^{-6}} = 937,44 \mu\text{F} \quad (\text{A.15})$$

Salienta-se que a frequência de corte adotada foi de uma década abaixo da frequência de comutação do conversor.

Finaliza-se, portanto, o exemplo de projeto do conversor bidirecional.