



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Tiago Henrique de Abreu Mateus

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE INVERSOR
MULTINÍVEIS PARA SISTEMA FOTOVOLTAICO
CONECTADO À REDE COM RASTREAMENTO DE
POTÊNCIA EM SOMBREAMENTO PARCIAL**

Campinas
2020

Tiago Henrique de Abreu Mateus

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE INVERSOR
MULTINÍVEIS PARA SISTEMA FOTOVOLTAICO
CONECTADO À REDE COM RASTREAMENTO DE
POTÊNCIA EM SOMBREAMENTO PARCIAL**

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na Área de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Antenor Pomílio

Coorientador: João Onofre Pereira Pinto

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL
DISSERTAÇÃO/TESE DEFENDIDA PELO ALUNO
TIAGO HENRIQUE DE ABREU MATEUS, E
ORIENTADA PELO PROF. DR. JOSÉ ANTENOR
POMILIO.

Campinas

2020

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

M419e Mateus, Tiago Henrique de Abreu, 1984-
Estratégia de controle de inversor multiníveis para sistema fotovoltaico conectado à rede com rastreamento de potência em sombreamento parcial / Tiago Henrique de Abreu Mateus. – Campinas, SP : [s.n.], 2020.

Orientador: José Antenor Pomilio.

Coorientador: João Onofre Pereira Pinto.

Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Inversores elétricos. 2. Geração de energia fotovoltaica. I. Pomilio, José Antenor, 1960-. II. Pinto, João Onofre Pereira. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Multilevel inverter control strategy for grid-tied photovoltaic system with power tracking under partial shading conditions

Palavras-chave em inglês:

Electric inverters

Photovoltaic power generation

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

José Antenor Pomilio [Orientador]

Marcelo Gradella Villalva

João Inácio Yutaka Ota

Ruben Barros Godoy

Tiago Davi Curi Busarello

Data de defesa: 07-07-2020

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Identificação e informações acadêmicas do(a) aluno(a)

- ORCID do autor: <https://orcid.org/0000-0002-1225-5313>

- Currículo Lattes do autor: <http://lattes.cnpq.br/2752360381242056>

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Tiago Henrique de Abreu Mateus **RA:** 159524

Data da Defesa: 07 de julho de 2020

Título da Tese: “Estratégia de controle de inversor multiníveis para sistema fotovoltaico conectado à rede com rastreamento de potência em sombreamento parcial”

Título em outro idioma: “Multilevel inverter control strategy for grid-tied photovoltaic system with power tracking under partial shading conditions”

Prof. Dr. José Antenor Pomilio (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Marcelo Gradella Villalva (FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. João Inácio Yutaka Ota (FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Ruben Barros Godoy (UFMS)

Prof. Dr. Tiago Davi Curi Busarello (UFSC)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no SIGA (Sistema de Fluxo de Dissertação/Tese) e na Secretaria de Pós-Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

Dedico a minha amada Olívia e ao pequeno Teodoro.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço à Deus pela sua misericórdia que se renova a cada manhã! Agradeço minha família, a Olívia e o pequeno Teodoro por entender os vários momentos de ausência e todo o investimento necessário. Aos meus pais, Ezequiel e Maria Paula por todo o amor concedido, sou o que sou graças a eles. Aos queridos tios Wilson e Cilene por não medirem esforços para meu desenvolvimento acadêmico.

Agradeço meu orientador Dr. José Antenor Pomilio pelo conhecimento transmitido e por permitir realizar o sonho de estudar em tão nobre instituição. Agradeço ao meu coorientador Dr. João Onofre Pereira Pinto pelo apoio, suporte e amizade.

Desde já agradeço a contribuição dos nobres professores que comporão a banca e a oportunidade de melhorar este trabalho.

Agradeço o suporte dos amigos do laboratório BATLAB/UFMS, do qual destaco Dr. Jurandir, Dr. Moacyr, Dr. Luigi, Dr. Márcio, Dr. Raymundo, Luiz e Fábio.

Agradeço aos amigos e colegas de trabalho do curso de Engenharia de Produção/UFMS por não medirem esforços para que eu pudesse concluir esta etapa.

Gratidão por cada amigo que torceu e orou por mim. Minha irmã Carol, meu cunhado Bruno, Renato, Esther, Fernando, Antonio Mario, Bela, Jonatas, Priscila, Altino, Cecília, Regis, Tatiana, Binho, Milena e tantos outros. Obrigado pelo carinho e cuidado dos amigos da Comunidade Primeira Essência.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo - Brasil (FAPESP) e o Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pela concessão de auxílios financeiros à pesquisa, outorga 2016/08645-9 e 302257/2015-2, sem as quais não seria possível desenvolver esse trabalho.

RESUMO

Este trabalho propõe uma estratégia para reduzir os efeitos do sombreamento parcial em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Para atingir esse objetivo, foi selecionado um inversor multiníveis ponte-H em cascata de sete níveis operando como fonte de tensão. O balanço de energia foi obtido através da modulação de largura de pulso por deslocamento de fase, o que permitiu o rastreamento de energia individual de cada nível. Dentre as características deste projeto, se destaca o uso de um controlador *droop* como responsável pelo sincronismo, conexão e transferência de potência. Observou-se que existe uma relação entre as tensões dos arranjos fotovoltaicos e a capacidade de transmissão de energia, uma vez que a tensão de cada nível deve ser somada para se obter a tensão total de saída. Agregado a essa restrição, verificou-se também o desafio de controlar o fluxo de potência através da planta numa topologia de único estágio de conversão de energia e ainda manter o nível de tensão de saída do conversor mediante bruscas oscilações de irradiância. Para tanto, foi proposto controlar a transferência de potência a partir do monitoramento da tensão de saída. Neste trabalho, são apresentados tanto os resultados de simulação para uma planta virtual quanto os resultados experimentais com uma planta fotovoltaica real. Optou-se por avaliar o sistema para condições de operação mais severas que as comumente apresentadas na literatura. Sendo assim, o desempenho do sistema de controle foi avaliado mediante cenários com ampla variação de sombreamento parcial, sombreamento total e variação da irradiância. Os resultados foram satisfatórios e abrem oportunidades para futuras pesquisas no sentido de melhorar a sintonia dos controladores ou se valer de técnicas não-lineares ou meta-heurísticas para auxiliar o desempenho dos mesmos.

Palavras-chaves: Inversor multiníveis; fotovoltaico; sombreamento parcial; conexão com a rede elétrica; controle *droop*.

ABSTRACT

This work proposes a strategy to reduce the effects of partial shading in grid-connected photovoltaic systems. To achieve this goal, it was used a seven levels cascaded H-bridge multilevel inverter operating as a voltage source. The energy balance among levels were reached by the phase-shifted pulse width modulation, which allowed the power tracking of each photovoltaic array individually. Among the features of this project, it stands out the droop controller based synchronism, grid-connection, and power transfer control. It was noticed that there is a relationship between the photovoltaic arrays voltages and the power transfer capacity, since the voltage of each level must be added to get the total output voltage. During the abrupt irradiance oscillations, there was the additional challenge of controlling the power flow across the single-stage topology while the inverter output voltage should be maintained. In order to deal with this difficulty, it was proposed to control the power transfer from the monitoring of the inverter output voltage. In this work, the simulation results for a virtual plant and the experimental results with a real photovoltaic plant are presented. It was decided to assess the system for operating conditions sterner than those commonly presented in the literature. Thus, the control system performance was evaluated covering a wide range of partial shading situations, some full shading conditions, and also harsh irradiation variations. The results were satisfactory and they open an opportunities for future lines of research to improve the tuning of controllers or make use of non-linear or meta-heuristics techniques to help out their performance.

Keywords: Multilevel inverter; photovoltaic, partial shading; grid-tied; droop control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Circuito equivalente de uma célula PV.....	19
Figura 2 - Características de um módulo PV: (a) curva potência-tensão (P-V) e (b) curva corrente-tensão (V-I).	20
Figura 3 - Comportamento de potência PV sobre variação (a) de irradiação e (b) temperatura.	21
Figura 4 – Módulo PV em condição de sombreamento parcial.	23
Figura 5 – Curva P-V em um arranjo de PVs sobre condição de sombreamento parcial.	23
Figura 6 – (a) Interconexão SP 6x4; (b) Interconexão TCT 6x4; (c) Interconexão BL 6x4.	24
Figura 7 - Configurações de sistemas PV. (a) Conversor centralizado. (b) Conversor de ramos. (c) Conversor de múltiplos ramos. (d) Conversor módulo-CA. (e) Conversor em cascata CC-CC. (f) Conversor em cascata CC-CA.	26
Figura 8 - Exemplos de conversores com uso de transformadores.	30
Figura 9 – Característica de saída do VSI (a) operação isolada, (b) conectado à rede elétrica e (c) conectada e carga prioritária.	32
Figura 10 - Conversores multiníveis "clássicos"; (a) CHB; (b) NPC; (c)FC.	34
Figura 11 - Diagrama de blocos do sistema proposto.	38
Figura 12 - Topologia modular do CHB-ML de sete níveis para a conexão do sistema PV com à rede elétrica.	39
Figura 13 – Exemplo de modulação PS-PWM.....	39
Figura 14 – Curva do controlador <i>droop</i>	41
Figura 15 - Digrama de blocos do controlador <i>droop</i>	42
Figura 16 - Modelo de controle do CHB-ML de 7 níveis para conexão do sistema PV com à rede elétrica.....	43
Figura 17 - Modelo completo do sistema de controle.	45
Figura 18 - Fluxograma do algoritmo P&O.	46
Figura 19 - Combinações entre as potências fornecidas por ramo sem obstrução ao MPP.	48
Figura 20 –Três cortes da Figura 19.	48
Figura 21 - Simulação do sistema fotovoltaico com conexão à rede elétrica.	50
Figura 22 - Bloco PVs.	51
Figura 23 - Bloco CHB 3F - Conversor multiníveis em cascata de sete níveis.	52
Figura 24 - Bloco de controle do sistema fotovoltaico com conexão à rede elétrica.	53

Figura 25 - Bloco de MPPT.....	55
Figura 26 - Bloco PS-PWM - <i>Phase shifted pulse width modulation</i>	56
Figura 27 - Sincronismo através de controle <i>droop</i>	56
Figura 28 – Formas de onda do cenário 1: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.	58
Figura 29 – Irradiância em 1000 W/m ² : (a) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.	59
Figura 30 - Irradiância em 300 W/m ² : (a) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.	60
Figura 31 - Formas de onda do cenário 2: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.	62
Figura 32 - Irradiância em 500 W/m ² : (a) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.	64
Figura 33 - Formas de onda do cenário 3: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.	66
Figura 34 – Sombreamento total em um conjunto PV: (a) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.	67
Figura 35 - Formas de onda do cenário 4: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.	69
Figura 36 – Sombreamento total em dois conjuntos PVs: (a) Formas de onda da tensão na saída do conversor e corrente no ponto de conexão com a rede elétrica; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.	70
Figura 37 - Formas de onda do cenário 5: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.	71
Figura 38 – Sombreamento parcial em um conjunto PV: (a) Formas de onda da tensão na saída do conversor e corrente no ponto de conexão com a rede elétrica; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.	73

Figura 39 - Formas de onda do cenário 6: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.	74
Figura 40 – Sombreamento parcial em dois conjuntos PVs: (a) Formas de onda da tensão na saída do conversor e corrente no ponto de conexão com a rede elétrica; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.	75
Figura 41 – Diagrama do protótipo experimental do inversor de sete níveis ponte-H em cascata.	77
Figura 42 - Protótipo experimental do inversor sete níveis ponte-H em cascata.	78
Figura 43 - Painéis fotovoltaicos Sun Earth [®] PV-Module 235 Wp.	78
Figura 44 - Dependência de temperatura de I_{CC} , V_{OC} e $P_{MÁX}$	79
Figura 45 - Circuito de sensoramento de tensão e corrente.	80
Figura 46 - Amplificadores operacionais: (a) ajuste de amplitude e inversão do sinal e (b) ajuste de <i>offset</i> e inversão do sinal.	81
Figura 47 - Placa de controle dSPACE [®] DS1104	83
Figura 48 - Sistema de controle do sistema fotovoltaico com conexão à rede elétrica.	84
Figura 49 - Circuito de amplificação e <i>offset</i> das modulantes.	85
Figura 50 - DSP TMS320F2808 utilizado na realização do PS-PWM.	86
Figura 51 - Diagrama de blocos do PWM-PS.	86
Figura 52 - Circuito de criação do complementar do SPWM-PS.	87
Figura 53 - Circuito de condicionamento para os sinais PWM.	88
Figura 54 - <i>Gate-driver</i> DRO100D25A da Supplier.	88
Figura 55 - Interface gráfica do sistema PV com conexão à rede elétrica.	89
Figura 56 - Cenário 1: Alta irradiância: (a) Formas de onda da tensão na saída do conversor e corrente no ponto de conexão com a rede elétrica; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.	91
Figura 57 - Cenário 1: Baixa irradiância: (a) Formas de onda da tensão na saída do conversor e corrente no ponto de conexão com a rede elétrica; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.	92
Figura 58 - Formas de onda do cenário 2: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.	94

Figura 59 - Formas de onda do cenário 3: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.	95
Figura 60 - Formas de onda do cenário 4: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.	97
Figura 61 - Formas de onda do cenário 5: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.	99
Figura 62 - Formas de onda do cenário 6: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.	101
Figura 63 - Formas de onda do cenário 7: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.	103

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do sistema.	51
Tabela 2 – Parâmetros elétricos do módulo PV utilizado nas simulações.	51
Tabela 3 – Valores dos ganhos dos controladores PID.	54
Tabela 4 – Comparação entre parâmetros em regime permanente para baixa e alta irradiância.	61
Tabela 5 – Comparação entre parâmetros em regime permanente para alta e baixa irradiância.	64
Tabela 6 – Comparação entre parâmetros em regime permanente com sombreamento total de um conjunto PV.	68
Tabela 7 – Comparação entre parâmetros em regime permanente com sombreamento total de dois conjuntos PVs.	70
Tabela 8 – Comparação entre parâmetros em regime permanente com sombreamento parcial de um conjunto PV.	73
Tabela 9 – Comparação entre parâmetros em regime permanente para alta e baixa irradiância.	76
Tabela 10 – Parâmetros elétricos e de temperatura do módulo PV utilizado nos experimentos.	79
Tabela 11 – Parâmetros do sistema.	80
Tabela 12 – Valores comerciais dos resistores utilizados no circuito de sensoriamento da Figura 46.	82
Tabela 13 – Valores comerciais utilizados no circuito de condicionamento das modulantes.	85
Tabela 14 – Comparação entre parâmetros em regime permanente para alta e baixa irradiância.	92

LISTA DE ABREVIACÕES E SIGLAS

AD Analógico-Digitais

BL *Bridge-linked (Photovoltaic array)*

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

CHB *Cascaded H-Bridge (Inverter)* – Inversor Ponte-H em Cascata

CHB-ML *Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter* – Inversor Multiníveis com Ponte-H em Cascata

DA Digital-Analógicas

DSP *Digital Signal Processor* – Processador Digital de Sinais

FC *Flying Capacitor (Inverter)* – Inversor com Capacitores Flutuantes

IGBT *Insulated-Gate Bipolar Transistor* – Transistor Bipolar de Porta Isolada

LC Indutivo-Capacitivo

LS-PWM *Level Shifted PWM* – PWM por Deslocamento de Nível

MPP *Maximum Power Point* – Ponto de Máxima Potência

MPPT *Maximum Power Point Tracking* – Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

NPC *Neutral Point Clamped (Inverter)* – Inversor com Ponto de Neutro Grampeado

PI (Controlador) Proporcional-Integrativo

PID (Controlador) Proporcional-Integrativo-Derivativo

PLL *Phase-Locked Loop* – Algoritmo para Detecção de Fase

PS *Partial Shading* – Sombreamento Parcial

PS-PWM *Phase Shifted PWM* – PWM por Deslocamento de Fase

PV *Photovoltaic* – Fotovoltaico

PWM *Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso

P&O *Perturb and Observe* – Perturbação e Observação

InC *Incremental Conductance* – Condutância Incremental

RMS *Root Mean Square (Value)* – Raiz Média Quadrada, Valor Eficaz de uma forma de onda.

RNA Redes Neurais Artificiais

SHE *Selective Harmonic Elimination* – Eliminação Seletiva de Harmônicas

SP (Arranjo fotovoltaico) Série-paralelo

TCT *Total-Cross-Tied (Photovoltaic array)*

TDH Taxa de Distorção Harmônica

VSI *Voltage Source Inverter* – Inversor Fonte de Tensão

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	18
1.1. Modelo do painel fotovoltaico	19
1.2. Problema do sombreamento parcial	22
1.3. Arranjos de módulos PVs	24
1.4. Arquiteturas do sistema de potência	25
1.5. Critérios na escolha do conversor estático	28
1.5.1. Desacoplamento de potência	28
1.5.2. Número de estágios de processamento de energia elétrica	29
1.5.3. Transformadores e tipos de conexão	29
1.5.4. Isolado ou Conectado à Rede	31
1.6. Inversores multiníveis	33
1.7. O uso de inversores multiníveis em baixa potência e baixa tensão	35
1.8. Estratégias de chaveamento para inversores multiníveis	36
1.9. Contribuições do trabalho	37
2. VISÃO DO SISTEMA PROPOSTO	38
2.1. Modelagem do sistema de controle	38
2.2. Restrições de operação	47
3. MODELAGEM E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	50
3.1. Sincronismo através de controle <i>droop</i>	56
3.2. Simulação para diferentes cenários de irradiância	57
3.2.1. Cenário 1: variação de baixa para alta irradiância (300 W/m ² para 1000 W/m ²)	57
3.2.2. Cenário 2: variação de alta para baixa irradiância (1000 W/m ² para 500 W/m ²)	62
3.2.3. Cenário 3: alta irradiância com sombreamento total de um conjunto PV (1000 W/m ²)	65
3.2.4. Cenário 4: alta irradiância com sombreamento total de dois conjuntos PVs (1000 W/m ²)	68
3.2.5. Cenário 5: alta irradiância com sombreamento parcial de um conjunto PV (1000 para 500 W/m ²)	71
3.2.6. Cenário 6: alta irradiância com sombreamento parcial de dois conjuntos PV (1000 para 500 W/m ²)	74

4. IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	77
4.1. Implementação do protótipo	77
4.1.1. Conjunto de painéis fotovoltaicos	78
4.1.2. Conversor multiníveis ponte-H em cascata	79
4.1.3. Sensoriamento de tensão e corrente.....	80
4.1.4. Sistema de controle utilizando dSPACE	82
4.1.5. Condicionamento das modulantes	84
4.1.6. Modulação PS-PWM.....	85
4.1.7. Interface gráfica de operação do sistema.....	89
4.2. Resultados experimentais para diferentes cenários de irradiância.....	89
4.2.1. Cenário 1: Regime permanente com alta irradiância (1100 W/m ²) e com baixa irradiância (300 W/m ²).	90
4.2.2. Cenário 2: Variação de baixa para alta irradiância (297 W/m ² para 1067 W/m ²).....	93
4.2.3. Cenário 3: Variação de alta para baixa irradiância (1250 W/m ² para 487 W/m ²).....	95
4.2.4. Cenário 4: alta irradiância com sombreamento parcial de um conjunto PV (1027 W/m ²).....	96
4.2.5. Cenário 5: alta irradiância com sombreamento parcial de dois conjuntos PV (1005 W/m ²).....	98
4.2.6. Cenário 6: alta irradiância com sombreamento total de um conjunto PV (~1164 W/m ²)	100
4.2.7. Cenário 7: alta irradiância com sombreamento total de dois conjuntos PVs (1164 W/m ²).....	102
5. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	105
5.1. Conclusões.....	105
5.2. Trabalhos futuros.....	107
REFERÊNCIAS	109

1. INTRODUÇÃO

Dentre as aplicações de energias renováveis, o uso de painéis fotovoltaicos é apontado como muito promissor [1, 2]. Estima-se que a capacidade global instalada será de 489,8 GW em 2020 [3]. Nos últimos anos, pesquisas envolvendo a melhoria do rendimento e a diminuição de custos de sistemas fotovoltaicos vêm sendo ampliadas. Os estudos envolvem tanto sistemas autônomos (*stand-alone*) quanto conectados à rede elétrica (*grid-connected*) [3-28]. O aumento do rendimento em um sistema fotovoltaico pode ser alcançado através de uma análise global. Podem-se utilizar dispositivos semicondutores de potência com menores perdas, diminuir etapas de condicionamento, ou através de novos materiais na fabricação de módulos PVs. Porém, um ponto de destaque na busca por rendimento está em realizar a operação do sistema fotovoltaico no ponto de máxima potência (MPP – *Maximum Power Point*).

Quando um sistema opera com um único módulo PV, o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*) pode ser realizado através de métodos clássicos, como o Perturbação e Observação (P&O) e Condutância Incremental (*Incremental conductance* - InC). Contudo, quando se utiliza mais módulos PVs, a busca pelo MPPT global não se torna trivial, especialmente em situações de sombreamento parcial (PS – *partial shading*). Credita-se ao evento do PS uma perda de energia anual de 5% a 10% em edifícios com geração fotovoltaica na Alemanha e Japão. Estudos apontam perdas de 3% a 6% em usinas de geração fotovoltaica na Espanha [4].

Na busca de uma solução ou diminuição dos efeitos do PS têm-se proposto alternativas que vão desde a forma de como é realizado o arranjo dos módulos PVs, até o uso de técnicas de inteligência artificial para encontrar o MPPT global. No entanto, mesmo que se encontre o ponto ótimo global na operação sob efeito de PS, ou que seja realizada a reconfiguração no arranjo dos módulos PVs, a eficiência alcançada não pode ser comparada com a situação em que cada PV opere no seu específico MPP [4].

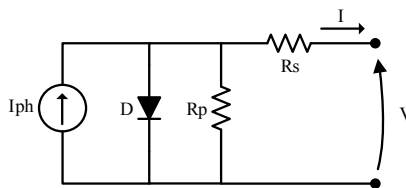
Resumindo, os efeitos de PS podem ser minorados não somente com as técnicas de MPPT, sendo necessário o estudo dos arranjos de matrizes PV, arquitetura do sistema de potência e topologias dos conversores elétricos envolvidos [5].

O objetivo primário desta tese é apresentar um sistema PV que permita a realização do MPPT individualizado por módulo PV (ou por pequenos ramos PVs) com conexão à rede elétrica através de um único estágio de condicionamento de energia elétrica. Para tanto, propõe-se o uso de um inversor multiníveis que permita a realização do MPPT, sincronismo com a rede e transferência de potência.

1.1. Modelo do painel fotovoltaico

Dentre os modelos existentes para representação de uma célula PV. O mais simples e mais utilizado é apresentado na Figura 1, onde a célula é representada por uma fonte de corrente em antiparalelo com um diodo. A resistência em paralelo (R_p) representa as perdas internas ou por correntes de fuga e a resistência em série (R_s) representa as perdas por queda de tensão nos contatos metálicos [6, 7].

Figura 1 - Circuito equivalente de uma célula PV.



Fonte: Próprio autor.

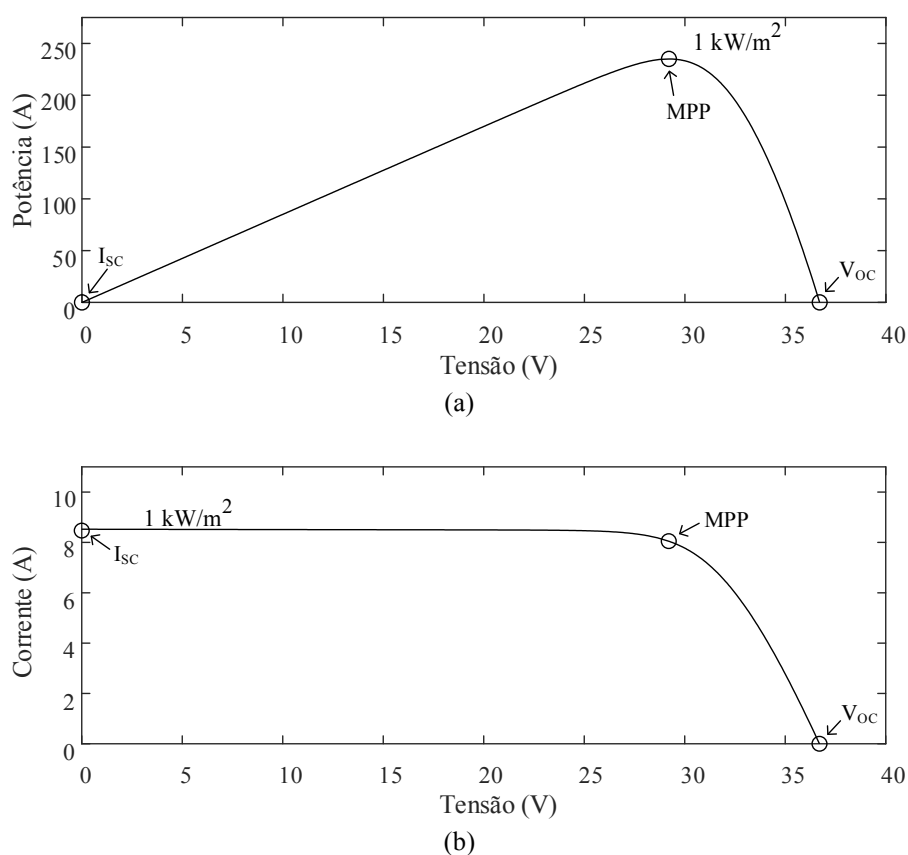
O modelo matemático da célula PV é apresentado em (1.1), sendo que V e I são as tensões e correntes de saída, I_{ph} é a fotocorrente, I_r a corrente de saturação reversa da célula, q a carga do elétron ($1,6 \times 10^{-19}$ C), η é o fator de qualidade da junção p-n, além da constante de Boltzmann ($k = 1,38 \times 10^{-23}$ J/K) e a temperatura ambiente representada por T (Kelvin). O cálculo das correntes I_{ph} e I_r é demonstrado em [8] e depende de fatores construtivos de cada módulo PV. Em [9] é apresentado um método que permite a modelagem matemática através dos dados de placa PV.

$$I = I_{ph} - I_r \cdot \left(e^{q \cdot (V + I \cdot R_s) / \eta \cdot k \cdot T} - 1 \right) - V + I \cdot R_s / R_p \quad (1.1)$$

Independente da quantidade de módulos PVs interligados em um arranjo, sendo suas ligações em série, em paralelo ou a combinação de ambas, se estiverem sob a mesma condição uniforme de irradiação e temperatura, tem-se um comportamento conforme observado na Figura 2. Neste exemplo, foram utilizados os parâmetros do PV policristalino *Sun Earth Solar Power TPB 156*156-60-P 235W*. A Figura 2(a) apresenta a curva de

potência-tensão, onde a variável independente é o valor de tensão PV com a potência como variável dependente. O ponto de máxima potência (MPP) é apresentado na curva, assim como o ponto de tensão de circuito aberto (V_{OC}) e o ponto de corrente de curto-circuito (I_{SC}). Na Figura 2(b) tem-se a curva corrente-tensão PV e demonstra o comportamento da corrente elétrica com a variação da tensão PV. Vale ressaltar que em diferentes condições de irradiação e temperatura as curvas apresentadas na Figura 2 sofrem variações nas relações de corrente e tensão [6, 9].

Figura 2 - Características de um módulo PV: (a) curva potência-tensão (P-V) e (b) curva corrente-tensão (V-I).



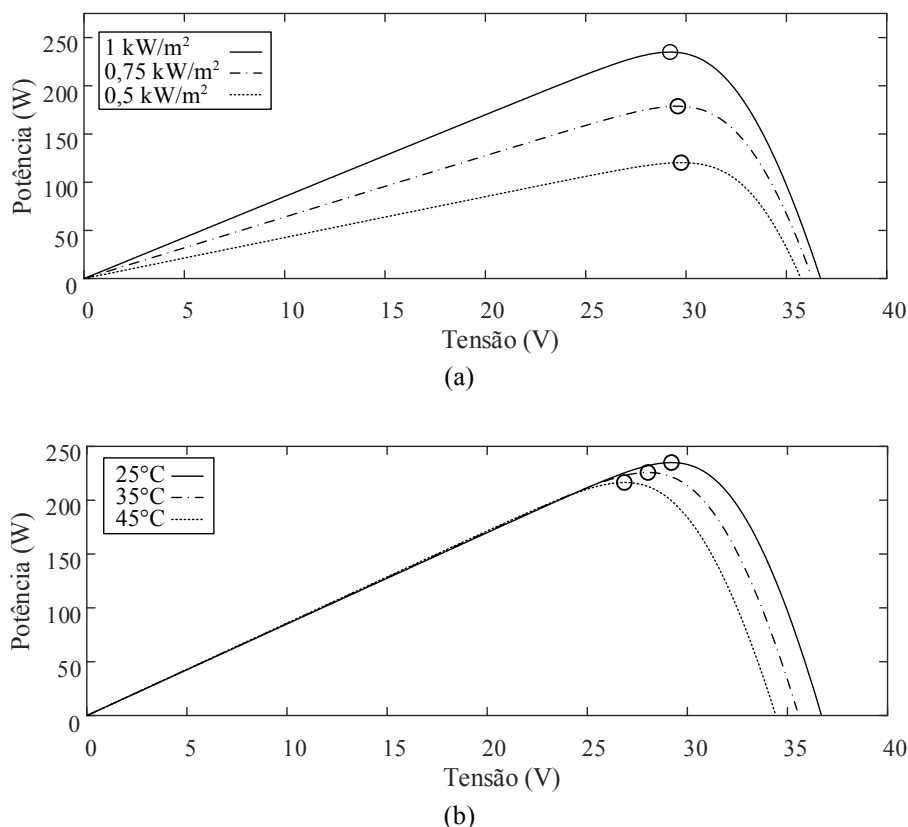
Fonte: Próprio autor.

Para que o módulo ou matriz PV trabalhe no MPP faz-se necessário o uso de técnicas específicas de rastreamento. Na literatura encontram-se várias estratégias para solucionar este desafio, das quais se destacam os métodos P&O e InC devido o bom desempenho que apresentam em aplicações de baixo-custo [10, 11]. Em [6] é feita uma comparação abrangente entre as principais técnicas. Destacam-se as técnicas já citadas, porém utilizando um passo variável baseados em controlador PI. Outro método que se destaca é o Beta, porém, esta técnica necessita das características prévias do módulo PV para seu funcionamento. Ambos os métodos citados necessitam de sensoriamento da tensão e corrente

do painel ou arranjo PV. Na busca pela diminuição de custos, uma opção apontada como muito boa é o método de Temperatura. Esta técnica necessita de sensores de tensão e de temperatura e é de fácil implementação. O inconveniente estaria na dependência das medidas de temperatura, que, no caso de uma matriz com um número maior de painéis, dificultará a medida ao longo de todo arranjo.

A técnica de Tensão Constante utiliza somente a realimentação de tensão para seu funcionamento, mas seu rendimento é considerado somente razoável. Sabe-se que a tensão de MPP é em torno de 70% a 80% do valor de tensão de circuito aberto em condições padrões de teste. Portanto se define um valor de tensão fixo em que o módulo PV deve atuar. Com a variação de irradiação solar, o valor de tensão de MPP varia muito pouco, porém, se houver variação de temperatura a tensão de MPP pode ter uma variação significativa [6], como pode ser visto na Figura 3. A Figura 3(a) apresenta a variação de potência para três variações uniformes de irradiação sobre o painel PV e os pontos de máxima potência são apontados para comparação do valor de tensão dos mesmos. A Figura 3(b) apresenta a variação de potência para três temperaturas diferentes, onde os pontos de máxima potência são evidenciados.

Figura 3 - Comportamento de potência PV sobre variação (a) de irradiação e (b) temperatura.



Fonte: Próprio autor.

1.2. Problema do sombreamento parcial

As técnicas de MPPT tradicionais têm desempenho confiável em aplicações com o uso de somente um módulo PV (por exemplo, através de micro-inversores) ou em regiões que operem com condições uniformes de irradiação a maior parte do tempo (exemplificado pelas regiões tropicais) [6]. Porém, diversas são as causas que podem gerar uma condição de operação não uniforme em um módulo PV ou matriz, tais como: poeira, envelhecimento do painel PV e sombreamento parcial. O PS é um evento corriqueiro que sobrevém quando células em um módulo ou arranjo PV sofrem obstrução de radiação solar. Nuvens passageiras, edifícios, árvores, pássaros são exemplos de possíveis causas de PS.

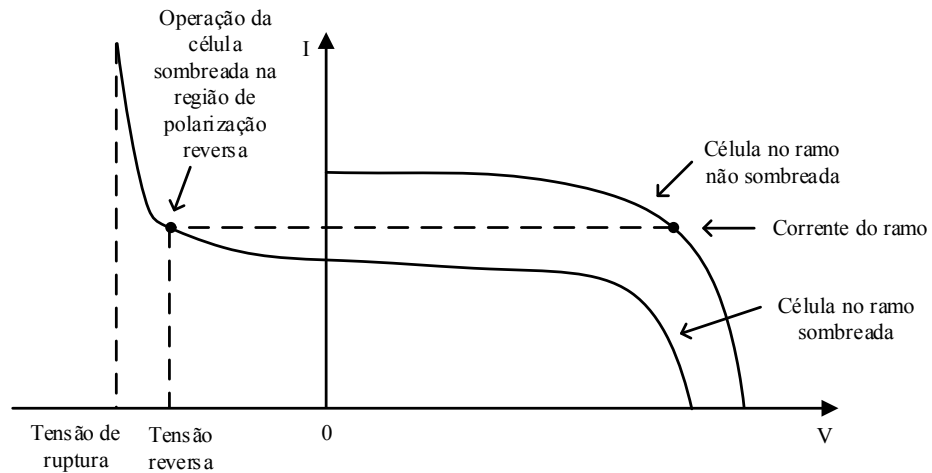
O sombreamento de células PV causa redução da fotocorrente sobre essas células, enquanto que as outras células continuam operando com uma fotocorrente maior. Como a corrente de curto-circuito é proporcional ao nível de irradiação e a corrente em um ramo deve ser a mesma, por ter as células interligadas em série, ocorre uma polarização reversa sobre as células sombreadas. Pode ser observado na Figura 4 que a corrente do ramo é a mesma tanto nas células sombreadas quanto nas não sombreadas, obtendo assim uma operação com tensão de polarização reversa nas células sombreadas. Com a inversão de polaridade, tais células passam a consumir energia, diminuindo ainda mais a máxima potência que o conjunto poderia gerar. Ainda na mesma situação, se a tensão reversa se elevar muito, pode ocorrer uma ruptura por efeito avalanche. Com o consumo de energia pela célula sombreada, a mesma passa a aquecer. Tal aquecimento pode conduzir à ruptura termal da célula sombreada, o que se denomina efeito *hot-spot*. Em alguns casos, este efeito pode levar à queima da célula [12, 13, 25].

Para contemplar os efeitos de PS faz-se necessário modificar o modelo do circuito equivalente do painel. Nas situações em que tais efeitos estão presentes, deve-se utilizar um modelo diferente daquele apresentado na Figura 1. Torna-se necessário incluir um segundo diodo e uma segunda fonte de corrente conforme descrito em [7, 24].

Uma solução para diminuir os efeitos da tensão de polarização reversa, ou pelo menos não permitir a tensão de ruptura, é o uso de diodos de derivação (*by-pass*) em paralelo com as células ou módulos PV. Como grande inconveniente desta solução é que com o uso do diodo de derivação, o mesmo passa a ser o caminho alternativo para a corrente caso seu respectivo painel ou conjunto PV esteja sombreado e, desta forma, passam a existir múltiplos

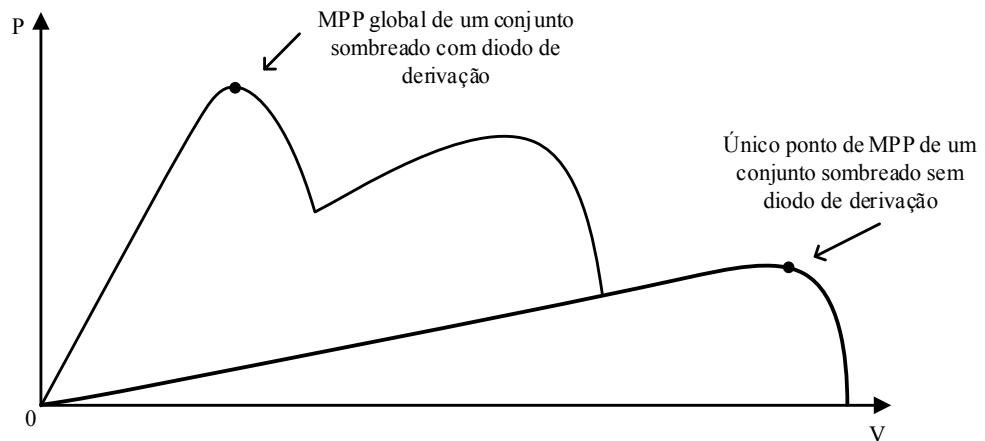
máximos na curva P-V, conforme exemplificado na Figura 5. Vale ressaltar que estudos recentes apontam que o diodo de derivação, embora atenua, não impedirá totalmente os danos causados por *hot-spot* [12, 13, 29].

Figura 4 – Módulo PV em condição de sombreamento parcial.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5 – Curva P-V em um arranjo de PVs sobre condição de sombreamento parcial.



Fonte: Próprio autor.

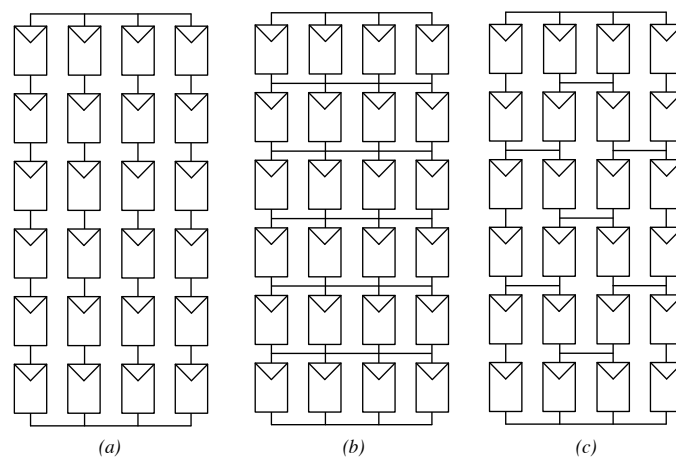
Com o uso de diodos de derivação, algoritmos convencionais de MPPT nem sempre encontram o máximo global [14]. Em [5] é apresentada uma comparação das principais técnicas de MPPT global. Destacam-se pela precisão de rastreamento as técnicas Incremento de Potência (*Power Increment*), Otimização de Potência Instantânea

(*Instantaneous Power Optimization*) e Inclinação da Curva de Potência (*Power Curve Slope*). Ambas são técnicas que necessitam de sensoriamento de tensão e de corrente e não necessitam de sintonização periódica. Dentre as técnicas com convergência garantida está a Otimização de Potência Instantânea juntamente com as técnicas de busca baseadas em meta-heurísticas, como Algoritmos Genéticos, Evolução Diferencial, Otimização da Colônia de Formigas entre outras. Estas técnicas geralmente são de rápido rastreamento, porém, com complexa implementação. Outra ferramenta bastante explorada é o uso de algoritmos utilizando Redes Neurais Artificiais (RNA). As RNAs são de rápido e preciso rastreamento, mas necessitam de periódica sintonização [25]. Algoritmos baseados em RNA, Busca Fibonacci, Lógica Fuzzy e técnicas baseadas em meta-heurísticas têm resultados convincentes, porém, são complexas demais para o uso comercial [10, 28].

1.3. Arranjos de módulos PVs

Outra possibilidade de amenizar os efeitos de PS é através do arranjo de matrizes PVs. As configurações mais conhecidas são: Série-paralelo (SP), *Total-cross-tied* (TCT) e *Bridge-linked* (BL). Para estes arranjos, exemplos com 28 PVs podem ser observados na Figura 6. Dentre as técnicas citadas, a interconexão através de TCT é apontada como a melhor forma na redução de perdas por PS, todavia, ela também não garante o uso da máxima potência [3, 4, 15].

Figura 6 – (a) Interconexão SP 6x4; (b) Interconexão TCT 6x4; (c) Interconexão BL 6x4.



Fonte: Próprio autor.

A reconfiguração de arranjos PVs é uma opção que maximiza o aumento de potência em condição de PS, porém, as desvantagens residem no aumento de interruptores de potência e na necessidade, em alguns casos, de um algoritmo com elevado consumo

computacional [4, 27]. Variadas são as propostas de reconfiguração, muitas vezes eliminando os painéis com PS, outras os reagrupando [4, 15, 27].

Outra possibilidade seria a configuração TCT, porém com a característica de reconfiguração. Neste caso, a posição dos módulos PVs difere das ligações elétricas e uma alternativa para a escolha destes posicionamentos seria a configuração Su Do Ku, que se vale da mesma dinâmica do quebra-cabeça para o posicionamento dos painéis. Essa estrutura distribui o efeito de PS sobre a matriz PV, reduzindo a incidência de sombreamento num mesmo ramo. Em uma comparação entre as configurações TCT convencional e TCT Su Do Ku, esse último mostrou-se superior na maioria dos casos, com um aumento de 3,6% de potência gerada para o pior caso comparado [15]. A desvantagem está no significativo acréscimo na quantidade de condutores elétricos, especialmente para uma grande matriz PV. Outro fato interessante de se mencionar é que configurações baseadas em laços cruzados (TCT, BL, TCT Su Do Ku) são mais eficazes em conversores centralizados, obtendo desempenho inferior em conversores de ramos ou multi-ramos [5].

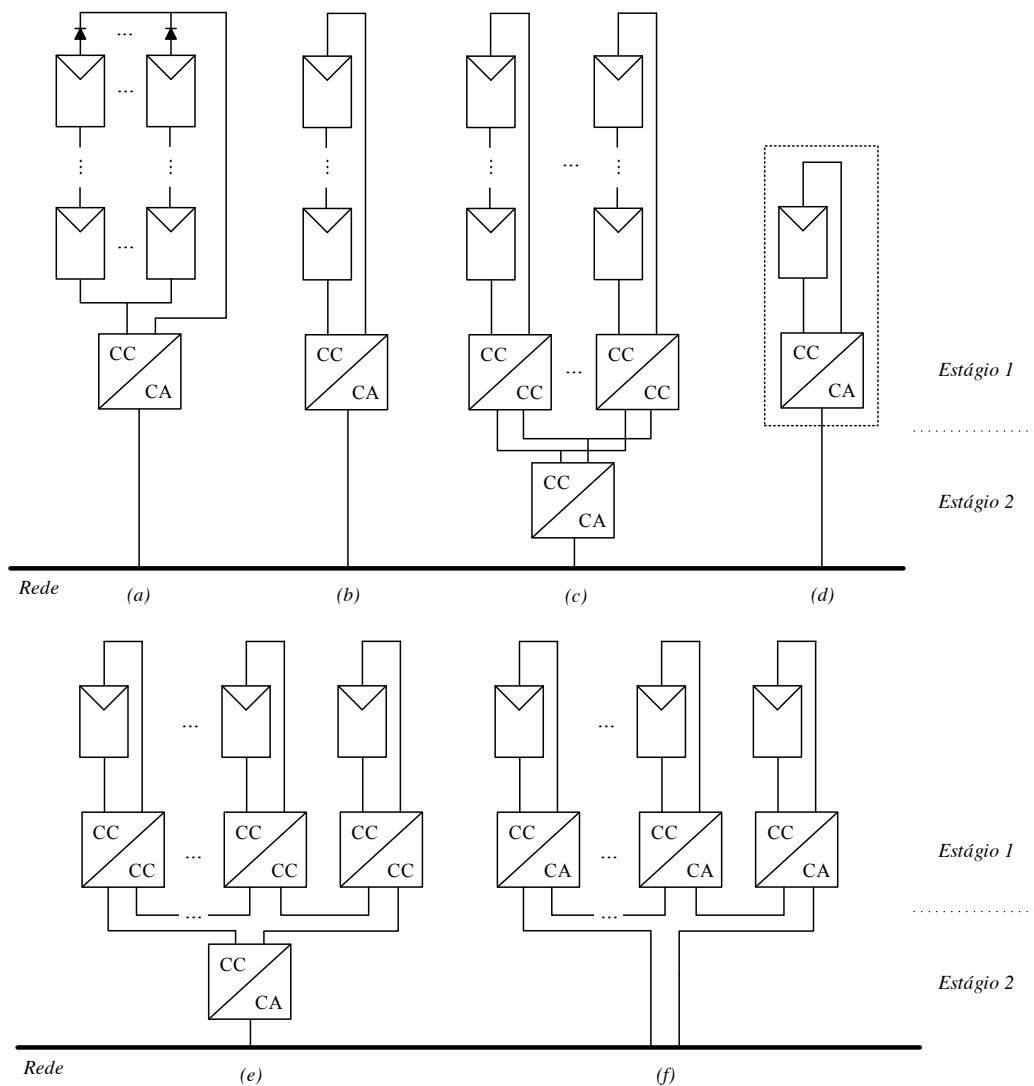
1.4. Arquiteturas do sistema de potência

A arquitetura do sistema de potência é outra variável para o aumento da eficiência em condições de PS. A conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica ou ligados diretamente a uma carga elétrica, alimentada em corrente alternada, pode ser realizada através de várias configurações. Uma forma usual para classificação destes conversores é dada em cinco agrupamentos: conversores centralizados, conversores de ramos e múltiplos ramos, conversores em cascata (CC-CC ou CC-CA) e conversores módulo-CA [16-18].

Os conversores centralizados (Figura 7(a)) se caracterizam pela interligação de todos os módulos fotovoltaicos em um único inversor. Nessa configuração, os painéis fotovoltaicos são interligados em série, assegurando uma medida de tensão elevada o suficiente para que não haja necessidade de outro estágio de conversão. Para o aumento da potência elétrica gerada, são inseridos mais ramos de painéis em paralelo geralmente com diodos em série. Os conversores centralizados foram os primeiros a serem utilizados, porém, limitações como a alta tensão CC para interligar a geração à unidade inversora, as perdas de eficiência no rastreamento da máxima potência devido a operação de um MPPT centralizado e as perdas nos diodos série, motivaram o uso de outras topologias inversoras e arranjos [16].

Um caminho natural para melhorar a eficiência no uso de conversores centralizados é a utilização de apenas um ramo de módulos PVs. Conhecido como conversor em ramo (*string*) (Figura 7(b)), esta configuração permite um melhor aproveitamento de energia elétrica fornecida pelo conjunto de PVs. Além de o MPPT trabalhar mais próximo ao MPP de cada painel, não existem perdas de condução dos diodos série, uma vez que estes se tornam desnecessários em tais situações. Assim, como no caso dos conversores centralizados, se fazem necessárias chaves interruptoras que suportem a tensão de circuito aberto de todo o ramo.

Figura 7 - Configurações de sistemas PV. (a) Conversor centralizado. (b) Conversor de ramos. (c) Conversor de múltiplos ramos. (d) Conversor módulo-CA. (e) Conversor em cascata CC-CC. (f) Conversor em cascata CC-CA.



Fonte: Próprio autor.

Para aumentar a potência gerada, ter as vantagens apresentadas pelos conversores em ramos e minimizar o efeito de PS, uma alternativa é o multi-ramos (Figura 7(c)). Este conversor tem a proposta de realizar o MPPT por ramo, o que melhora a eficiência do rastreamento de MPP global. Com essa configuração, tem-se um conversor CC-CC pra rastrear o MPP de cada ramo. Estes conversores são conectados em barramento CC comum seguido do módulo inversor que realiza o controle de corrente da rede.

Na Figura 7(d) tem-se uma representação do módulo CA, que é a associação do conversor e o módulo PV em um único dispositivo. Tal associação permite a remoção das perdas por não compatibilidade entre PVs e realiza o MPPT individualmente. Por ser modular é de fácil ampliação e de fácil instalação (*plug and play*). Porém, devido sua necessidade de amplificação da tensão para todas as situações de funcionamento do PV, faz com que seja necessário o uso de topologias mais complexas, aumentando o custo por potência instalada. Ressalta-se que tal custo tem diminuído ao longo dos anos com a fabricação em escala [16].

Outra possibilidade é o uso de conversores em cascata. Na Figura 7(e) tem-se um conversor em cascata CC-CC, onde cada conversor CC-CC controla o MPPT de um único módulo PV e os associa em série criando uma tensão em CC elevada o suficiente para o estágio inversor CC-CA. Esta configuração possui a vantagem de realizar o MPPT individual em cada painel, semelhantemente ao conversor módulo-CA, porém, utiliza uma estrutura menos onerosa para situações com maior número de painéis e consequentemente com o aumento de potência fornecida [17].

Uma segunda possibilidade do uso de conversores em cascata é o apresentado na Figura 7(f). O conversor em cascata CC-CA, diferentemente do anterior, utiliza somente um estágio de conversão de energia elétrica. Cada módulo PV é conectado a um conversor CC-CA cuja saída encontra-se em série com a saída de outros conversores. Tal configuração traz a boa característica de se assemelhar ao conversor módulo-CA, permitindo um melhor aproveitamento por módulo PV devido ao MPPT individual, porém, com menor custo e maior eficiência [17]. Outra vantagem é não utilizar um barramento CC similar ao utilizado nos conversores centrais e multi-ramos, pois com barramentos individuais a tensão pode ser controlada de forma independente, permitindo realmente o MPP de cada módulo PV.

Dentre as arquiteturas citadas, a que utiliza inversores multiníveis vem sendo apontada como potencial alternativa para sistemas PVs conectados à rede elétrica [17, 19-22].

1.5. Critérios na escolha do conversor estático

O conversor que faz a integração entre os módulos PV e a rede elétrica deve garantir a operação dos módulos no MPP ao mesmo tempo em que garante uma corrente senoidal para a rede elétrica [16, 17]. Para tanto, algumas variáveis podem ser analisadas e categorizadas [16] através dos seguintes critérios: número de estágios de processamento de energia, localização de capacitores de desacoplamento de energia, uso ou não de transformadores e os tipos de conexão com a rede elétrica.

1.5.1. Desacoplamento de potência

Para que o PV possa trabalhar no MPP é necessário o desacoplamento de potência. Em um inversor monofásico ocorre uma oscilação de potência em 120 Hz que afeta o barramento CC e impede o rastreamento do ponto ótimo. O uso de capacitores entre o painel ou arranjo PV e a entrada do conversor tem sido a solução usual. Apesar de os capacitores eletrolíticos serem os principais responsáveis pela limitação de vida útil dos conversores, eles ainda são amplamente utilizados e seu dimensionamento segue critérios que podem ser vistos em [16, 23].

Quando o conversor é dividido em dois estágios, o desacoplamento pode ocorrer no elo CC. A desvantagem do capacitor no elo CC é que o mesmo deve ter tensão acima do pico de tensão da rede. Quando o desacoplamento ocorre entre o PV e o conversor haverá uma capacitância maior, porém, com a tensão máxima do módulo PV.

O cálculo do capacitor de desacoplamento (1.2) considera a potência nominal do módulo PV (P_{PV}), valor médio da tensão sobre o capacitor (V_C), frequência da rede (f_{rede}) e a ondulação de tensão desejada (u_C). Assumindo V_C constante tem-se:

$$C = P_{PV} / (4\pi \cdot f_{rede} \cdot V_C \cdot u_C) \quad (1.2)$$

Para se obter uma eficiência de 98% em um módulo PV, considerando geração nominal, a amplitude de ondulação residual da tensão não deve ultrapassar 8,5% do valor em MPP [16].

1.5.2. Número de estágios de processamento de energia elétrica

Uma forma de classificar os inversores é conforme a quantidade de estágios de processamento de energia. Na Figura 7, o conversor centralizado (Figura 7(a)) e o conversor de ramos (Figura 7 b)) utilizam somente um estágio de processamento, ou seja, um inversor (conversor CC-CA). Similar arquitetura pode ser observada para o conversor em cascata CC-CA (Figura 7(f)), muito embora se valha de vários inversores estágios CC-CA com saída em série. O mesmo não se pode afirmar sobre os conversores multi-ramos (Figura 7(c)) e sobre o conversor em cascata CC-CC (Figura 7(e)), afinal, ambos apresentam dois estágios de processamento de energia.

O uso de um único estágio geralmente está associado à redução do número de semicondutores ativos e passivos. Essa redução pode representar diminuição de perdas e diminuição da complexidade no conversor. Porém, este único estágio fica responsável pelo MPPT, ganho de tensão, controle e qualidade da corrente que alimenta a rede elétrica e sincronismo, aumentando assim a complexidade do sistema de controle.

Quando se faz uso de dois estágios, o estágio em contato com o módulo PV (ou módulos PVs) geralmente é um conversor CC-CC, que é utilizado para realizar o MPPT dos PVs e ajustes do nível da tensão. O aumento da tensão pode ser necessário quando não se faz uso de um transformador, ou quando a soma das tensões dos PVs não atinge valor suficiente para modular uma tensão de saída adequada para a conexão com a rede elétrica. Em geral, o segundo estágio é um conversor CC-CA utilizado para modular a tensão e corrente, sincronismo com a rede elétrica e transferência de potência para a rede elétrica. Os conversores podem apresentar até três ou mais estágios. Um exemplo é quando existe isolamento galvânica através de transformadores isoladores tanto de alta frequência quanto de baixa frequência.

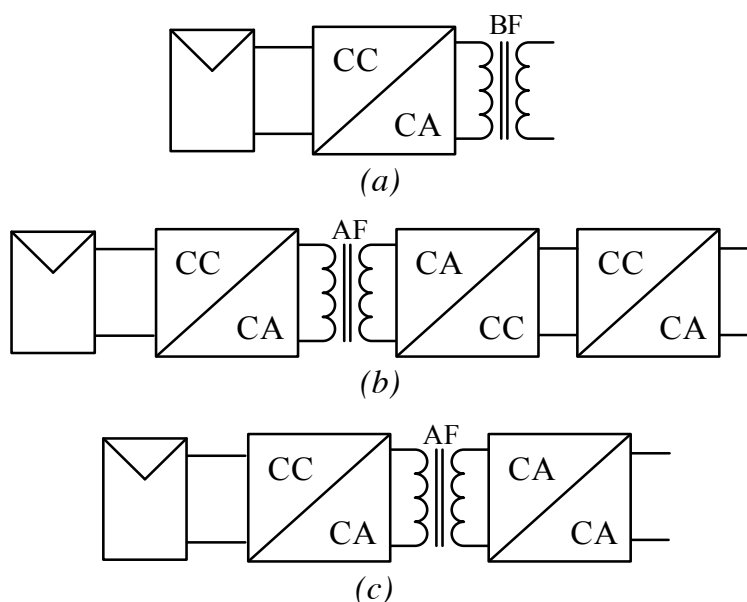
1.5.3. Transformadores e tipos de conexão

Conforme mencionado no parágrafo anterior, o uso ou não de transformadores também é uma característica relacionada aos conversores destinados à conexão com a rede elétrica. Quando utilizados, podem ser transformadores de baixa frequência ou de alta frequência.

Em conversores de somente um ou dois estágios de processamento de energia elétrica, o mais comum é se utilizar o transformador de baixa frequência na saída do inversor (Figura 8(a)). Devido à operação em baixa frequência, estes transformadores são volumosos e pesados.

Para que se possa diminuir o volume e o peso do conjunto, o mais comum é se utilizar transformadores de alta frequência. Para converter a frequência torna-se necessário mais um estágio, conforme se observa na Figura 8(b). O primeiro estágio é um inversor de alta frequência, seguido do transformador isolador. As funções do transformador podem ser de isolamento galvânica e auxílio no ganho de tensão, ou seja, o uso do mesmo também pode dispensar um estágio de elevação de tensão. Após o transformador, a tensão é retificada e modulada em baixa frequência para a conexão. Visto que os transformadores podem ser considerados como um estágio independente de toda a estrutura, pode-se também assumir que a arquitetura apresentada na Figura 8(b) possui quatro estágios. Com o aumento dos estágios, aumenta-se a complexidade e perde-se eficiência global do conversor, afinal, o rendimento global é resultado do produto dos rendimentos de cada estágio.

Figura 8 - Exemplos de conversores com uso de transformadores.



Fonte: Próprio autor.

Uma topologia interessante seria o uso de cicloconversores para o uso da conversão de frequência (Figura 8(c)). Desta forma, o estágio de retificação no secundário do

transformador de alta frequência seria omitido, que poderia resultar numa arquitetura de maior rendimento global [16].

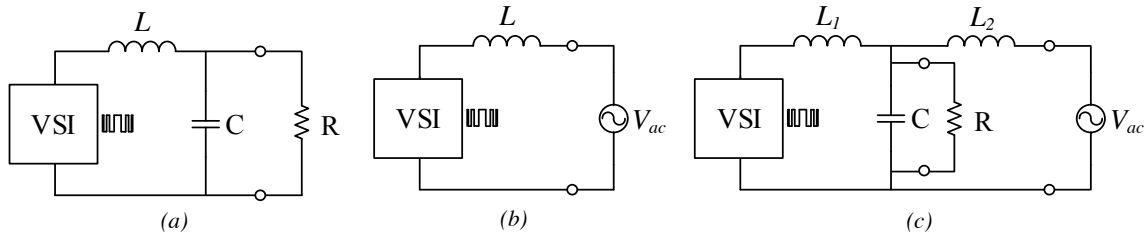
Como mencionado anteriormente, o uso de transformadores também contribui com a isolamento dos módulos PVs da rede elétrica. Contudo, não necessariamente um sistema sem isolamento galvânica pode ser caracterizado como menos seguro, pois um bom aterramento e dispositivos de proteção tais como disjuntores diferenciais residuais e protetores contra surtos podem ser utilizados para garantir, dentro de uma margem de confiabilidade, a segurança do sistema [8]. O fato de não se ter o transformador na arquitetura de conversão se torna interessante por ser uma opção com peso e volume reduzidos.

1.5.4. Isolado ou Conectado à Rede

Quando se opera de forma isolada da rede elétrica, o conversor deve possuir características de fonte de tensão para atender a maioria das cargas. Para um inversor com saída tipo fonte de tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*), deve-se utilizar um filtro LC passa-baixa, ilustrado na Figura 9(a). Por interferir na dinâmica do conversor, este filtro faz parte da planta do sistema e interfere no projeto dos controladores. Quando o conversor opera transferindo potência à rede elétrica, na maior parte dos casos ele deve atuar como fonte de corrente.

Contudo, a transferência de potência para a rede elétrica também pode ser realizada com conversores cuja saída sejam fontes de tensão. Nestas situações, o conversor opera como os geradores magnéticos convencionais. Sendo assim, para o paralelismo com a rede elétrica é necessário o uso de uma impedância de conexão. O caso mais comum para redes de maiores potência é utilizar uma indutância de conexão (Figura 9(b)). Tal impedância, por vezes, pode ser a própria indutância da rede de conexão, desde que o controle esteja sintonizado para a operação com baixos valores de indutância e de resistência [8, 27]. O VSI também pode ser conectado à rede ao mesmo tempo em que alimenta uma carga prioritária. Essa é uma característica importante dos inversores com saídas em fonte de tensão. Neste caso deve-se utilizar um filtro LCL, cuja conexão das cargas locais acontece a partir da tensão sobre a capacitância do filtro. Para a conexão com a rede, é ainda necessária a indutância L_2 conforme circuito mostrado na Figura 9(c) [8].

Figura 9 – Característica de saída do VSI (a) operação isolada, (b) conectado à rede elétrica e (c) conectada e carga prioritária.



Fonte: Próprio autor.

Apesar de a maior parte das aplicações que envolvam conexão com a rede elétrica se valer de conversores com controle de corrente na saída, existem também situações em que a conexão através de fontes de tensão passa a ser necessária. Uma das vantagens reside no fato de um conversor cuja saída seja uma fonte de tensão estar apto para suprir cargas locais em situações que possa haver ausência da rede. É sabido que de acordo com as regras de proteção e normas vigentes, em tais situações o sistema de injeção de potência deve ser completamente desligado, respeitando um algoritmo que impeça o fornecimento de energia em condição ilhada. Todavia, tomadas as devidas precauções e atendendo às exigências de controle e proteção, tal sistema poderia operar de forma híbrida, atuando como fornecedor de potência em situações de disponibilidade de energia e presença estável da rede elétrica e atuando como um sistema ininterrupto de energia em situações de ausência da rede elétrica. Em micro-redes, conversores que operam como fontes de tensão na saída possuem a vantagem de participarem de forma eficaz e simplificada na regulação da frequência e da tensão do sistema elétrico.

Para um inversor operar como fonte de tensão e atender às dinâmicas de conexão de forma apropriada, o mesmo deve se comportar de forma similar aos geradores síncronos. Sendo assim, a estratégia de controle por curvas de decaimento (*droop*) tem sido recorrentemente apresentada na literatura como a alternativa para este objetivo [30]. A estratégia de controle *droop* não se torna interessante apenas para a conexão de sistemas de geração com a rede elétrica, mas tem sido amplamente adotada para operar inversores conectados em paralelo, pois permite operá-los de forma autônoma, sem a necessidade de interconexão de controle [31].

A aplicação do controlador *droop*, além de ser simples e robusta, proporciona a integração com a operação de sincronismo com a rede elétrica [32]. Como foi observado por

Zhong and Boroyevich [31], existem muitas similaridades entre o controle *droop* e os algoritmos de rastreamento de fases (PLL – *phase-locked loop*). Ou seja, com pequenas adaptações, pode-se utilizar o *droop* como um rastreador de fase, permitindo sincronia e transferência de potência numa única estrutura de controle, facilitando consideravelmente a implantação digital [32]. No capítulo 2, as características do controlador *droop* serão mais exploradas visando esclarecer alguns pontos básicos de operação e principalmente elucidar as modificações realizadas para a operação do sistema proposto neste trabalho.

1.6. Inversores multiníveis

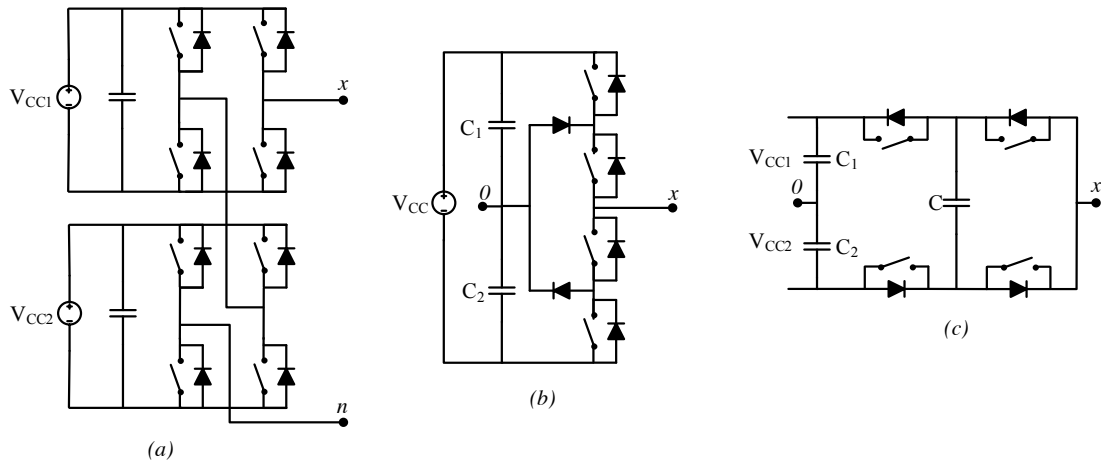
Os inversores multiníveis de tensão se destacam quando comparados aos inversores de dois níveis especialmente nas aplicações de alta tensão, em virtude da sua capacidade de compor a tensão de saída através de níveis, e/ou, quando se objetiva uma tensão de saída com baixa distorção sem se valer de grandes elementos de filtragem [33]. Quando se relaciona qualidade da tensão de saída e aumento de potência, os inversores multiníveis se apresentam superiores se comparados a inversores dois níveis [33]. A forma de onda em escada (*staircase*) tem uma menor taxa de distorção harmônica (TDH), o que permite o uso de filtros de tamanho reduzido, e ainda diminui os esforços consequentes das variações de tensão durante a transição de estados dos interruptores (dv/dt). Vale considerar também que os valores de tensão nos dispositivos semicondutores são, na maioria dos casos, muito menores que a tensão de operação do conversor, o que se apresenta como um aspecto interessante sob o ponto de vista de possível redução de custos e perdas. Maiores detalhes sobre essas vantagens serão discutidos nos parágrafos a seguir.

Em 1975, Baker e Bannister [34] registraram patente descrevendo um conversor que era capaz de produzir multiníveis de tensão através de diferentes fontes de tensão CC. Esse conversor mais tarde se tornou conhecido como inversor Ponte-H em Cascata (CHB – *Cascaded H-Bridge*).

Cinco anos mais tarde o próprio Baker registrou outra patente [35] contendo um conversor que era capaz de produzir multiníveis na tensão de saída através de uma única fonte de tensão CC com a mesma quantidade de chaves interruptoras de CHB, porém com o acréscimo de diodos e capacitores interligados em um ponto neutro. Tal topologia é conhecida como inversor com Ponto de Neutro Grampeado (NPC – *Neutral Point Clamped*) ou como Diodo Grampeado (*Diode Clamped*).

Os multiníveis só receberam esta nomenclatura com Nabae *et al.* [36], quando este implementou o chaveamento por PWM no conversor NPC. Após quase uma década, as atenções novamente se voltaram para os multiníveis [20]. Com o intuito de criar uma variação do NPC que dispensa os diodos e os substituindo por capacitores, foi apresentado o inversor com Capacitores Flutuantes (FC - *Flying Capacitor*) [37].

Figura 10 - Conversores multiníveis "clássicos"; (a) CHB; (b) NPC; (c) FC.



Fonte: Próprio autor.

Muito tem sido estudado e desenvolvido nas últimas décadas utilizando as topologias CHB, NPC e FC, especialmente em aplicações industriais. Um exemplo da topologia de cada um desses inversores multiníveis pode ser visto na Figura 10. Simplificação de controle, algoritmos para melhoria da taxa de distorção harmônica (TDH), balanceamento da tensão no capacitor do lado CC, ondulação da corrente de saída, eliminação seletiva de harmônicas são alguns exemplos de linhas de pesquisa envolvendo a melhoria e diferentes aplicações de multiníveis [33]. As topologias multiníveis podem ser utilizadas em diversas aplicações sendo que características técnicas específicas determinam as vantagens e desvantagens, bem como a adequabilidade de cada uma [21, 38]. Para a proposta de conexão com a rede elétrica utilizando PVs, a topologia CHB tem sido amplamente explorada e incentivada conforme se observa em [17]. Nas aplicações de inversores multiníveis em sistemas PV com conexão à rede elétrica, é recomendado o balanceamento de energia elétrica, permitindo o MPPT distribuído de ramos ou painéis PV. Na literatura, são encontradas propostas de balanceamento de energia para os conversores multiníveis NPC modificado e CHB [39].

O inversor multiníveis com Ponte-H em cascata (CHB-ML – *Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter*) tem-se apresentado como uma boa opção, pois de imediato já mostra a

vantagem de atingir o nível de tensão de saída requerido pela rede sem a necessidade de estágios elevadores ou de um transformador. Esta topologia também permite a conexão dos ramos ou módulos PVs de forma independente, oportunizando a operação de módulos PVs em condições adversas, como no caso de PS ou quando há diferenças construtivas entre módulos PVs. Considerando uma mesma frequência de chaveamento, se tal topologia for comparada a de inversores de dois níveis, esta permite uma forma de onda de saída com menor distorção sem a necessidade de uso de filtros de saída para o atendimento dos padrões normativos de conexão à rede [19]. Deve-se considerar também a modularidade abrindo a possibilidade para a redução de custo dos componentes que compõe o inversor, pois as tensões de bloqueio dos interruptores são menores em comparação com os demais conversores apresentados [17].

1.7. O uso de inversores multiníveis em baixa potência e baixa tensão

Os inversores multiníveis são amplamente utilizados em aplicações de média tensão e alta potência. Em aplicações monofásicas em baixa tensão e baixa potência, o uso mais comum é através do convencional inversor Ponte-H de dois níveis. Em geral, utiliza-se um chaveamento em alta frequência que contribui para a filtragem da forma de onda de saída [40]. Contudo, a alta frequência requer dispositivos de comutação rápida e aumenta as perdas por chaveamento. Muito embora a alta frequência seja um agente importante na redução dos elementos de filtragem, neste tipo de aplicação os filtros ainda continuam grandes em virtude do considerável conteúdo harmônico relacionado ao chaveamento.

Recentemente, algumas alternativas utilizando inversores multiníveis têm sido apresentadas para aplicações de baixa potência [23, 40-42]. O CHB-ML apresenta vantagens na operação principalmente pela possibilidade do chaveamento em baixa frequência, pois reduz as perdas por chaveamento. As perdas por condução nos interruptores também podem ser diminuídas utilizando *MOSFET* de baixa tensão, que tem baixo valor de resistência entre dreno e fonte. Com menores perdas de comutação e condução, a gestão térmica é simplificada e permite a compactação do circuito de potência.

Em [40] foi realizado um comparativo de custos entre o CHB-ML de 15 níveis com um inversor convencional de dois níveis. O CHB-ML utiliza 3,5 vezes mais interruptores do que o inversor convencional, porém utiliza transistores de 100 V sendo que o de dois níveis utiliza oito transistores de 500 V. Nos resultados finais, o inversor convencional

apresentou um custo ligeiramente menor. Porém, ao se comparar os circuitos de gatilhamento e isolamento, o inversor multiníveis passa a ter vantagem, pois a frequência de operação é mais baixa do que o inversor convencional, que gera custos menores [40]. Em [41] é apresentada uma comparação detalhada do rendimento de um inversor de dois níveis convencional com um NPC de três níveis, contendo também a formulação necessária para análise de perdas em ambos os conversores.

1.8. Estratégias de chaveamento para inversores multiníveis

Dividem-se as técnicas de modulação em dois grandes grupos: domínio vetorial em espaços de estados e no domínio do tempo [33]. A Modulação Vetorial é desejada quando se busca maior flexibilidade de controle e a Modulação Senoidal por Largura de Pulso quando se almeja simplicidade na implementação [43]. Os métodos Modulação por Largura de Pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) com múltiplas portadoras, também se destacam em aplicações multiníveis. As duas principais técnicas são: modulação PWM por Deslocamento de Fase (PS-PWM - *Phase Shifted PWM*) e por Deslocamento de Nível (LS-PWM - *Level Shifted PWM*). Para o uso em conversores CHB-ML, o PS-PWM é bastante atrativo, pois sua modulação permite o balanceamento de energia, assim como a redução da corrente de entrada do conversor [33, 44]. Em [45], é realizada uma comparação entre PS-PWM e LS-PWM com aplicação em conversor multiníveis em ponte-h trifásico, onde LS-PWM apresenta superioridade em situações de severos desequilíbrios de distribuição de energia, tendo menor deformação na forma de onda de tensão de saída do conversor. Um aumento da capacidade de balanceamento de energia pode ocorrer com a injeção de corrente de sequência zero de terceiro harmônico em cada grupo de conversores multiníveis, porém, aumentado ainda mais a complexidade do sistema de controle.

Outra técnica no domínio do tempo muito utilizada em conversores CHB-ML é a Eliminação Seletiva de Harmônicos (SHE - *Selective Harmonic Elimination*), pois ela opera em baixa frequência e quanto maior a quantidade de níveis, menor é a quantidade de harmônicos a serem eliminados. O inconveniente dessa técnica reside na dificuldade de realização dos cálculos em tempo real dos ângulos de chaveamento e na dificuldade em distribuir a potência entre os níveis. Tais desvantagens o tornam menos atrativo do que PS-PWM em aplicações fotovoltaicas. Em [43] é apresentada uma modulação que alia as vantagens de SHE e PS-PWM, porém, para tensões de entrada iguais.

1.9. Contribuições do trabalho

A operação de um inversor multiníveis como fonte de tensão e controlado por curvas de decaimento para a realização de sincronismo, conexão e transferência de potência, são dadas como as principais contribuições desta tese. O funcionamento como fonte de tensão, evita-se a mudança de operação em situações de operação isolada.

Também se destaca a estratégia de utilizar o CHB-ML como topologia em um único estágio de condicionamento de energia elétrica, eliminando o uso de conversores CC-CC e barramento CC, diminuindo perdas pelo acréscimo de estágios de condicionamento. Esta topologia permite o controle independente de MPPT dos conjuntos PVs e a distribuição de potência para uma ampla faixa de combinações de potências, sendo uma alternativa interessante para operação em situações de sombreamentos parciais.

Outro destaque está pela opção de se utilizar uma planta real operando em temperaturas e mudanças de irradiância cotidianas, além de realizar testes em condições extremas de sombreamento.

Esta tese está organizada em cinco capítulos: no Capítulo 1 foram apresentados os conceitos teóricos e contextualização do problema, o Capítulo 2, a visão do sistema proposto, o Capítulo 3, os resultados experimentais, o Capítulo 4, os resultados experimentais e no Capítulo 5, conclusões e propostas de trabalhos futuros.

Ao decorrer dos estudos realizados no desenvolvimento desta tese, foram publicados os seguintes artigos:

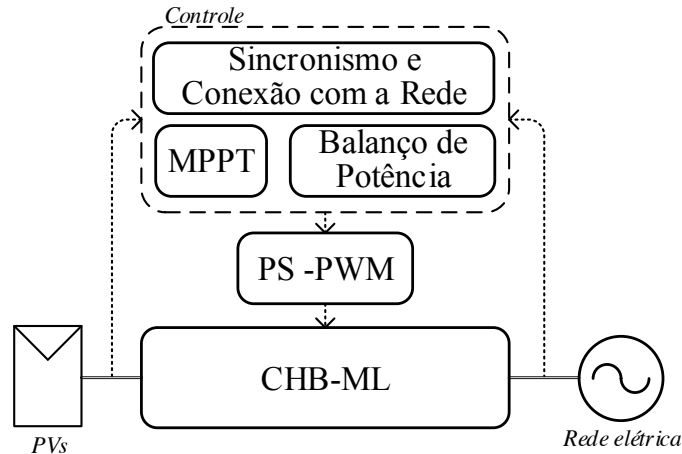
- “*Distributed MPPT Scheme for Grid Connected Operation of Photovoltaic System Using Cascaded H-Bridge Multilevel Converter Under Partial Shading*” no *3rd Annual Southern Hemisphere Power Electronics Conference*, que foi apresentado entre os dias 03 e 07 de dezembro de 2017.
- “*Conversor Multinível Ponte-H em Cascata Controlado por Droop Robusto e sem PLL Aplicado a Solução de Sombreamento Parcial em Sistema de Geração Conectados à Rede Elétrica*” no Congresso Brasileiro de Automática 2018, que foi apresentado entre os dias 09 e 13 de setembro de 2018.

2. VISÃO DO SISTEMA PROPOSTO

2.1. Modelagem do sistema de controle

Com o objetivo de reduzir os efeitos de PS em sistemas fotovoltaicos com conexão à rede elétrica, neste trabalho é proposto o uso de um conversor multiníveis ponte-H em cascata cujo controle será efetuado por curvas de decaimento (*droop*) para que sua saída opere como fonte de tensão. O uso do CHB-ML permite individualizar o rastreamento do máximo ponto de potência de cada conjunto que compõe os níveis de inversão. Utilizou-se a PS-PWM por permitir que cada conjunto PV seja tratado individualmente, distribuindo-se a potência de acordo com a disponibilidade de energia rastreada para cada conjunto inversor. O controle *droop* além de dispensar o uso de algoritmos convencionais de sincronismo, simplifica a atuação no índice de modulação e reduz o número de controladores a serem sintonizados. O diagrama de blocos do sistema proposto é apresentado na Figura 11.

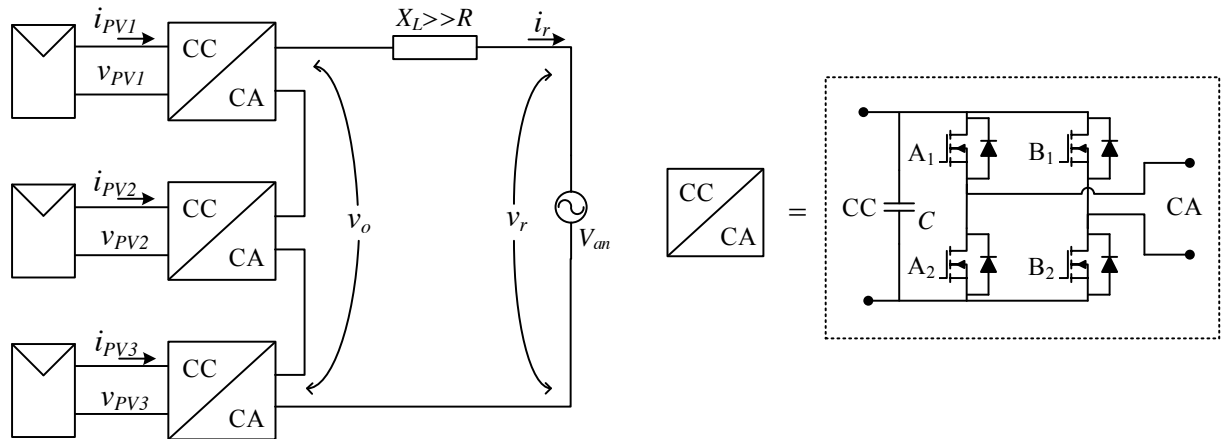
Figura 11 - Diagrama de blocos do sistema proposto.



Fonte: Próprio autor.

Para realizar a máxima transferência de potência em situações de PS, é proposto o MPPT individual (ou em pequeno ramo) dos módulos PV. Assim, de acordo com a Figura 12, foi utilizado um conversor CHB-ML de sete níveis como topologia em um único estágio de condicionamento de energia elétrica. Conforme discutido no Capítulo introdutório, a escolha de uma topologia de estágio único foi justificada por garantir melhor rendimento global. Essa topologia também é conhecida por sua modularidade, rendimento, robustez, confiabilidade e baixo custo [21].

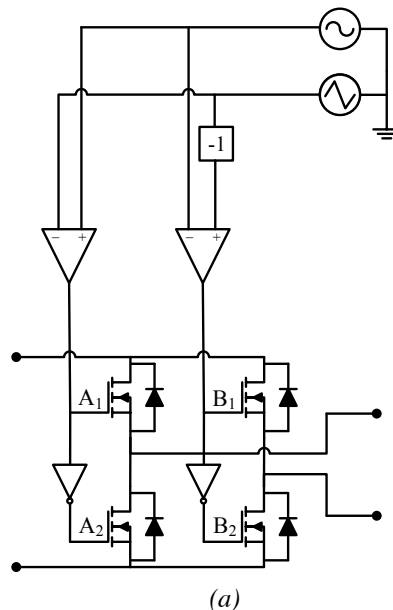
Figura 12 - Topologia modular do CHB-ML de sete níveis para a conexão do sistema PV com à rede elétrica.

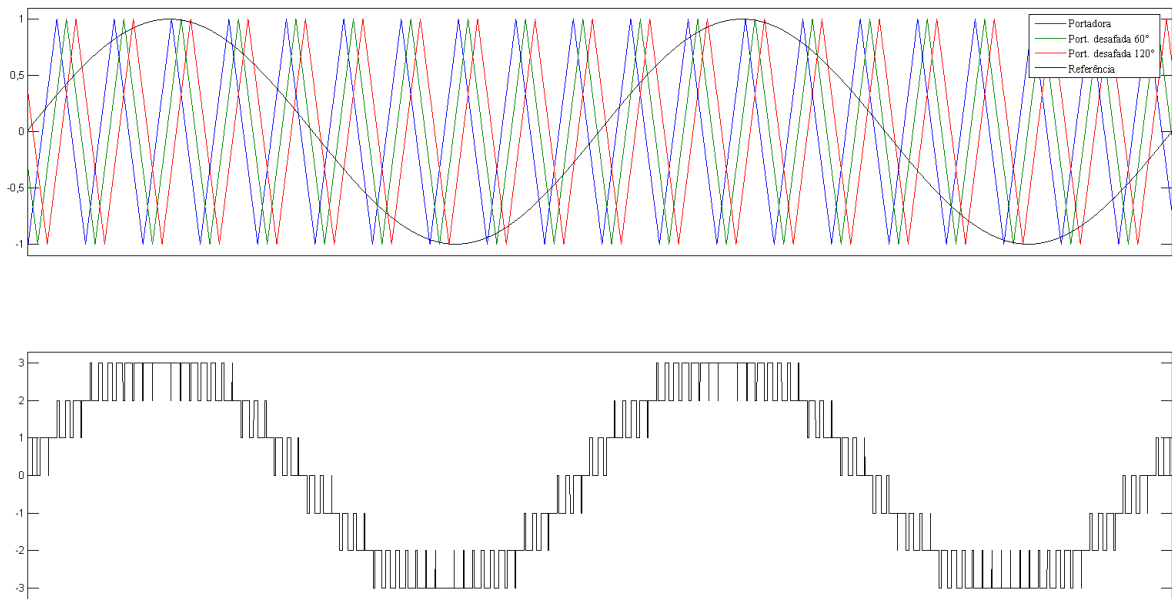


Fonte: Próprio autor.

Em se tratando do uso de inversores multiníveis, há sempre preocupação adicional com as técnicas de modulação, visto que cada nível precisa respeitar uma lógica de chaveamento a fim de se obter a tensão de saída desejada. Para realizar a modulação PS-PWM, as formas de onda modulantes são comparadas com suas respectivas portadoras triangulares, as quais possuem frequência superior em no mínimo dez vezes a frequência das modulantes. Na Figura 13(a) fica evidente que, assim como em um PWM tradicional, os interruptores de um mesmo braço possuem sinais complementares, sendo que a portadora que gera os pulsos do braço formado pelos interruptores A_1 e A_2 possui defasagem de 180° em relação à portadora que gera os pulsos do braço formado pelos interruptores B_1 e B_2 .

Figura 13 – Exemplo de modulação PS-PWM.





(b)

Fonte: Próprio autor.

Com tal técnica de modulação, o aumento do número de níveis requer o aumento de módulos inversores em cascata (n), e para tanto, as novas portadoras para estes módulos devem apresentar uma defasagem uniforme δ entre si de acordo com (2.1).

$$\delta = 180^\circ/n \quad (2.1)$$

Na parte superior da Figura 13(b), tem-se um exemplo de três portadoras com 60° de defasagem entre elas e o sinal modulante representado por uma onda senoidal. Na parte inferior da Figura 13(b) observa-se o resultado da modulação PS-PWM de sete níveis.

O fluxo de potência ativa (P) em um sistema elétrico pode ser calculado através de (2.2), onde, tomando como referência a Figura 12, V_o e V_r são as tensões do conversor (supostas senoidais) e da rede elétrica, θ corresponde à diferença angular entre tais tensões e R e X_L são os elementos elétricos da impedância de conexão, sendo, resistência e reatância indutiva, respectivamente.

$$P = \frac{R \times V_o^2 - R \times V_r \times V_o \times \cos(\theta) + X_L \times V_r \times V_o \times \sin(\theta)}{R^2 + X_L^2} \quad (2.2)$$

Se a impedância de conexão for predominantemente indutiva, como é o caso do sistema considerado neste trabalho, então se pode simplificar (2.2). Em (2.3) observa-se o

resultado da simplificação considerando a equação já linearizada para perturbações no fluxo de potência ativa em função de perturbações do ângulo de potência.

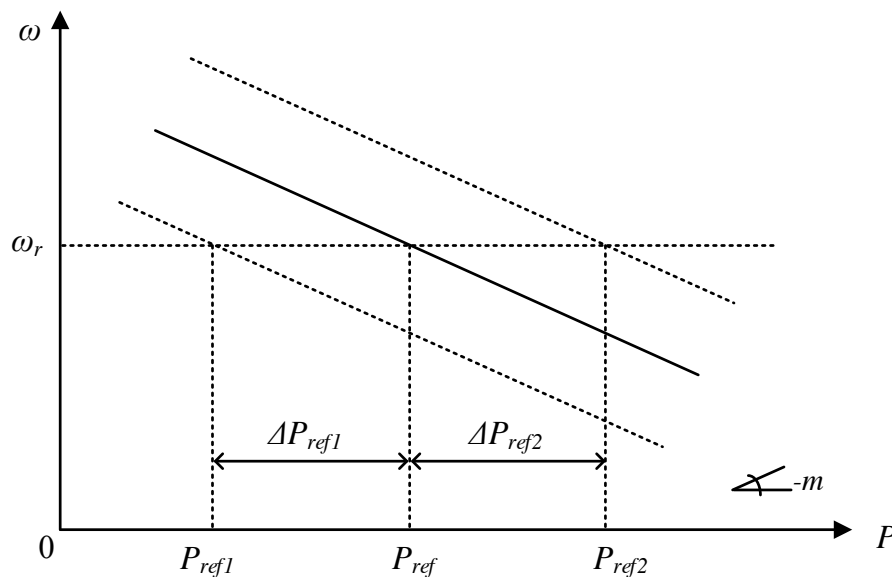
$$\Delta P = \frac{V_r \times V_o \times \cos(\theta)}{X_L} \times \Delta \theta \quad (2.3)$$

Ou seja, em (2.3) fica evidente que existe uma relação direta entre a variação do ângulo de potência e o fluxo de potência ativa para o caso de uma impedância de conexão preponderantemente indutiva. Como resultado, a tradicional estratégia de controle *droop* para impedância indutiva é dada por (2.4), onde ω_o é a frequência da tensão de saída do conversor, ω_r a frequência da rede no ponto de conexão, P_{ref} é a potência desejada, P_{med} é potência entregue pelo conversor e m é o coeficiente que define a inclinação da curva.

$$\omega_o = \omega_r + m(P_{ref} - P_{med}) \quad (2.4)$$

Ao se reajustar P_{ref} , a curva $P - \omega$ muda verticalmente. Como pode ser visto na Figura 14, as linhas tracejadas representam as novas curvas de inclinação para P_{ref1} e P_{ref2} . Supondo um conjunto gerador já conectado à rede elétrica, para uma alteração na potência de referência, um novo ponto de equilíbrio será definido, uma vez que o sistema deverá se equilibrar na mesma frequência ω_r .

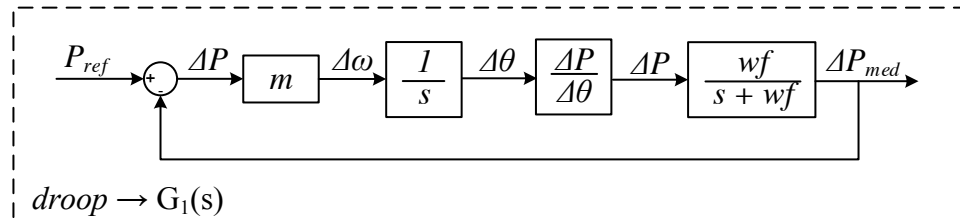
Figura 14 – Curva do controlador *droop*.



Fonte: Próprio autor.

O diagrama de blocos que descreve o comportamento dinâmico de um controlador *droop* está representado na Figura 15.

Figura 15 - Digrama de blocos do controlador *droop*.



Fonte: Próprio autor.

Em [46] foram apresentados alguns resultados iniciais do sistema de controle proposto, porém, seu desempenho era satisfatório somente em operações em regime ou para pequenas variações de irradiância.

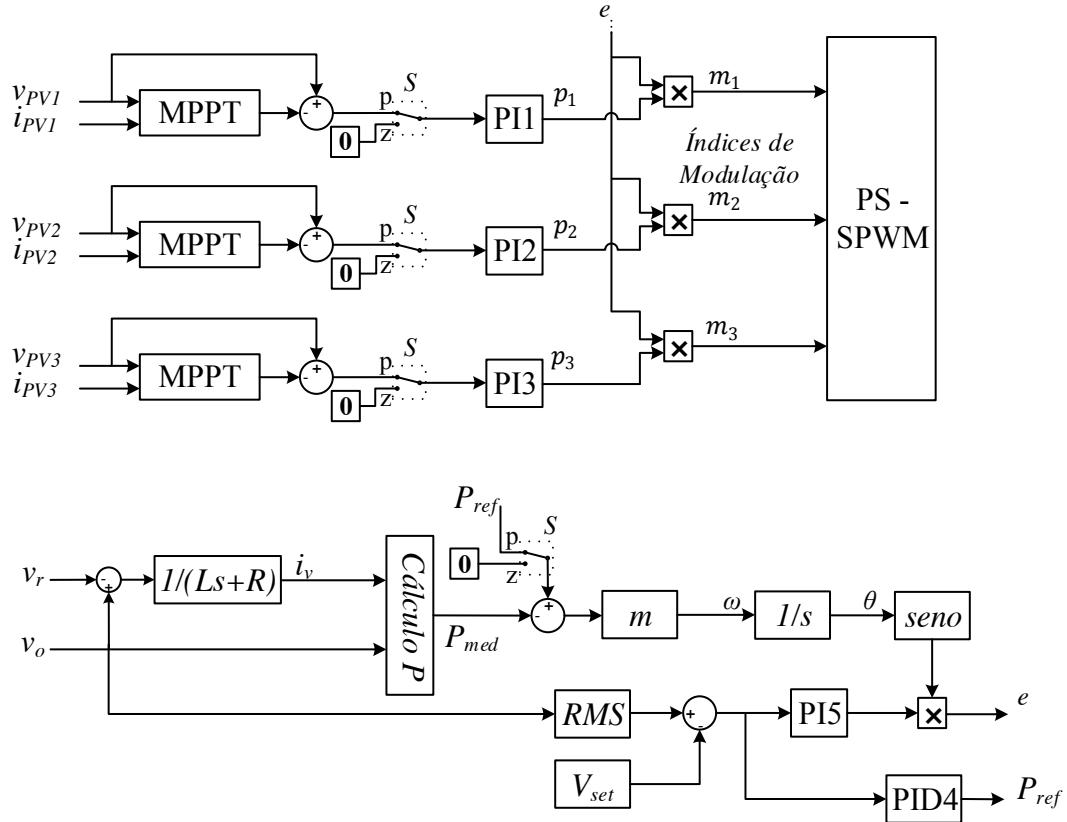
O principal desafio encontrado ao se usar a técnica de controle proposta numa topologia com um único estágio conversor de energia foi manter o nível de tensão de saída do conversor mediante as bruscas oscilações de irradiância dos conjuntos PVs. O controle *droop* impõe uma dinâmica lenta por atuar a partir de valores médios da potência. Ao mesmo tempo, a planta do sistema não colabora para ações rápidas do controlador em virtude das altas indutâncias de conexão. Um estágio intermediário, entre painéis e inversor ponte-H, poderia facilitar a dinâmica, pois serviria como fornecedor ou acumulador de energia nas respectivas situações de um transitório para uma baixa ou para uma alta irradiância.

As consequências das variações de tensão de saída são impactantes ao sistema como um todo, podendo impedir o rastreamento do MPP em virtude dos painéis operarem próximos da corrente de curto circuito, ocasionar intenso fluxo de reativo e provocar a atuação dos sistemas de proteção.

A solução encontrada para minimizar os efeitos das bruscas variações de irradiância foi utilizar a tensão de saída como a principal variável de controle da transferência de potência. Para tal, faz-se necessário ter um controlador rápido o suficiente para sustentar a conexão sem que os conjuntos PVs sofram afundamentos de tensão irreversíveis em virtude das bruscas variações de irradiância. Outro desafio é ter um controlador com sintonia adequada para garantir a conexão sem sobrecarregar o sistema quando ocorrer uma rápida

elevação de irradiação. Procurando solucionar tais adversidades, é proposto o controlador apresentado na Figura 16.

Figura 16 - Modelo de controle do CHB-ML de 7 níveis para conexão do sistema PV com à rede elétrica.



Fonte: Próprio autor.

Com vistas à Figura 17, o sistema de controle se utiliza da leitura de oito variáveis, sendo: tensões dos conjuntos PV (v_{PV1} , v_{PV2} e v_{PV3}), correntes dos conjuntos PVs (i_{PV1} , i_{PV2} e i_{PV3}), tensão da rede elétrica (v_r) e tensão da saída do conversor multiníveis (v_o). A corrente de saída do conversor (i_v) é calculada através de uma impedância virtual. Conhecendo os parâmetros da impedância de conexão, sendo R o valor da resistência e L o valor da indutância, pode-se calcular i_v conforme (2.5).

$$i_v(s) = \frac{v_r(s) - v_o(s)}{Ls + R} \quad (2.5)$$

O cálculo da corrente de saída do conversor através de uma impedância virtual se demonstrou uma alternativa interessante devido à limitação imposta pelo controlador utilizado que fornece oito portas analógica/digitais para sensoramento, conforme se observa no

capítulo 4. Este método de estimativa de corrente poderia apresentar desvantagens se aplicado em sistemas com correntes não lineares [47], o que não se aplica neste trabalho.

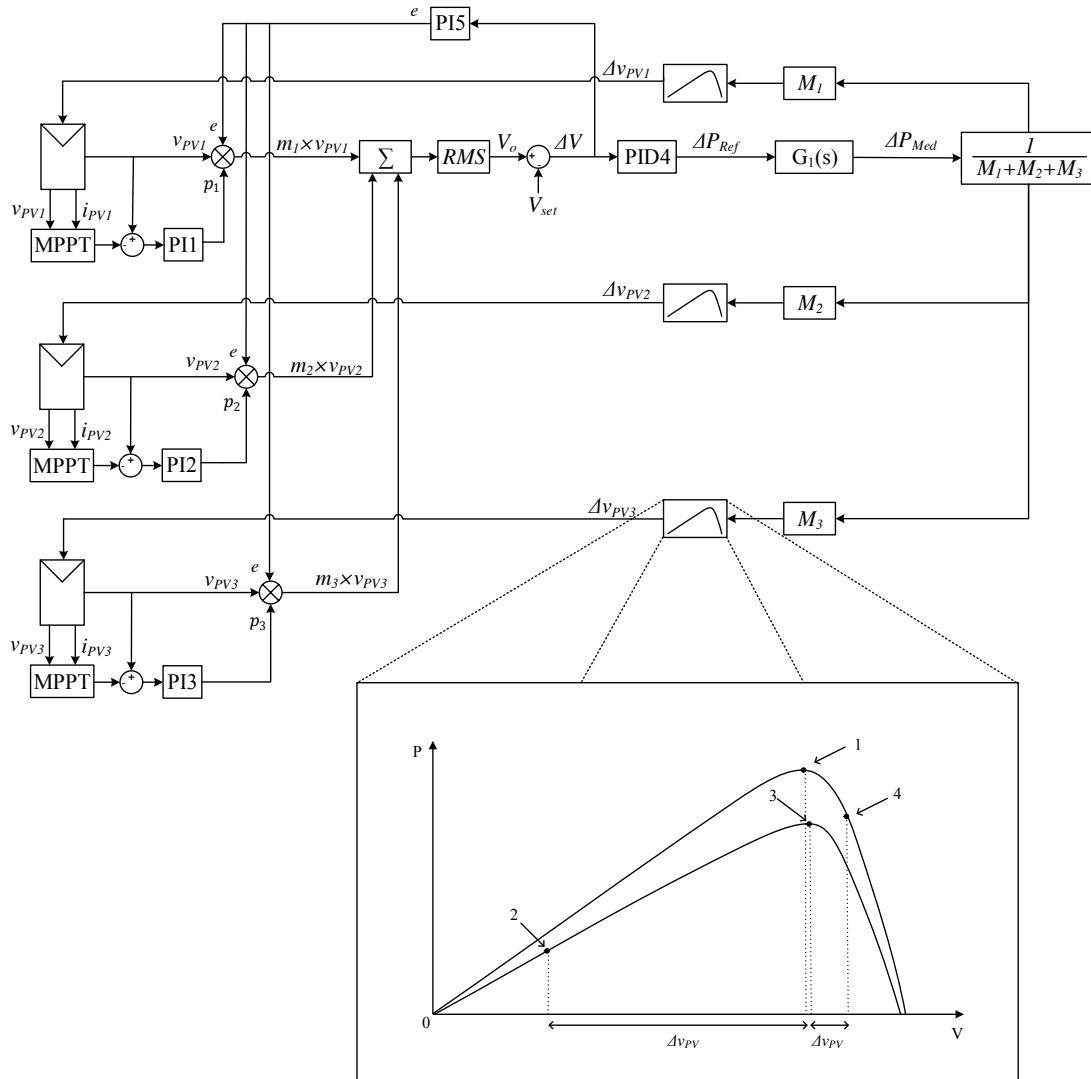
Para cada módulo CHB, existe um controlador de MPPT que gera a tensão de referência para a tensão PV (v_{PV1} a v_{PV3}). Cada tensão PV é comparada com a tensão de referência correspondente, gerando assim uma medida de erro para o respectivo controlador de tensão (PI). Por sua vez, cada controlador de tensão ajustará a referência de potência de cada arranjo PV (p_1 a p_3). Os índices de modulação (m_1 a m_3) são dados pela multiplicação das referências de potência dos arranjos PVs com a referência de tensão de conexão “e”. A referência de tensão de conexão “e” é influenciada pelo controlador *droop* (m) e pelo controlador PI5, sendo que esse último recebe o erro entre a tensão eficaz do conversor (V_o) e a tensão de referência (V_{set}). O controlador *droop* realiza a função de controle de fluxo de potência e também de sincronismo. Quando a chave S está na posição “z”, o controlador faz com que a potência ativa da saída do conversor seja zero, estado esse de sincronismo com a rede. Quando a chave S está na posição “p”, a potência do conversor busca o valor de P_{ref} .

A Figura 17 apresenta o diagrama de blocos do controle proposto. Em destaque se observa o controlador *droop*, responsável por agir no ângulo de potência para imprimir variações na potência transmitida à rede elétrica. O compensador PID4 é responsável por atuar na referência de potência a partir do erro da tensão de saída (V_o). Nesta figura, os índices de modulação aparecem em letras maiúsculas (M_1 , M_2 e M_3), pois representam o valor eficaz da modulante de cada módulo inversor. A contribuição de cada arranjo PV na transferência de potência será proporcional aos valores M_1 , M_2 e M_3 . Como explicado anteriormente, a ideia preliminar foi que P_{ref} seria proveniente dos MPPTs, porém, optou-se em gerar essa referência a partir da tensão de saída do conversor com o intuito de resolver o desafio das bruscas variações da irradiância. Sendo assim, a tensão de saída (V_o) passa a ser o reflexo imediato do aumento ou redução da irradiância, afinal, como pode ser visto nos laços de realimentação presentes na Figura 17, esse fenômeno implica nas variações de tensão dos arranjos PV representadas pelas variáveis Δv_{PV1} , Δv_{PV2} e Δv_{PV3} .

Equilibrar V_o não significa necessariamente que v_{PV} esteja no MPP, sendo assim, o rastreamento é realizado em paralelo e de forma mais lenta, porém, perturbando V_o . Por outro lado, a ação do MPPT de perturbar V_o para posteriormente aumentar ou diminuir o ângulo de potência não garante que V_o irá se equilibrar no valor de referência V_{set} . Se ele não se equilibrar, continuará alimentando o erro no PID4 que consequentemente atuará na variação

do ângulo de potência. Visando eliminar a possível oscilação em torno do MPP, foi necessário introduzir um PI lento (PI5), com velocidade em igualdade à ação do MPPT, para estabilizar V_o no valor de referência, conforme apresentado na Figura 17.

Figura 17 - Modelo completo do sistema de controle.



Fonte: Próprio autor.

Analisando a curva PV destacada na Figura 17, observa-se que a principal dificuldade dinâmica ocorre com a redução brusca de irradiação. Suponha que um dado conjunto PV esteja no ponto de operação identificado na curva como “1”. Com a redução da irradiação, a potência transferida à rede não se altera instantaneamente, exigindo-se maior potência do que a disponível nos painéis naquele momento. Conforme se observa no ponto “2”, tal situação provoca o afundamento da tensão dos painéis e, conseqüentemente, da tensão de saída do conversor. A partir da ação do controlador PID4, a potência transferida é reduzida e a tensão dos painéis é restabelecida até que a planta seja conduzida ao novo MPP,

2.2. Restrições de operação

Supondo uma temperatura constante no sistema PV, a energia gerada em cada arranjo PV depende da irradiação que sobre ele incide. Portanto, a potência total fornecida pelo sistema PV é a soma das potências individuais (P_i) dos arranjos PVs. Com a potência ativa total, a corrente de saída (I_T) que flui através dos inversores pode ser calculada, já que se presume que a tensão de saída seja a tensão da rede. Como a corrente nos inversores em série é a mesma, o rastreamento de potência individual de cada nível é alcançado graças ao ajuste da tensão de saída de cada inversor em cascata (V_i), conforme apresentado em (2.6).

$$V_i = P_i / I_T; i = 1, 2, \dots, n \quad (2.6)$$

Para ser obtido um balanceamento eficiente de energia em todos os arranjos PVs, o pico de tensão de cada módulo inversor deve ser menor ou igual à tensão de operação do arranjo PV operando no MPP, de acordo com (2.7).

$$V_i \sqrt{2} \leq V_{PVI}; i = 1, 2, \dots, n \quad (2.7)$$

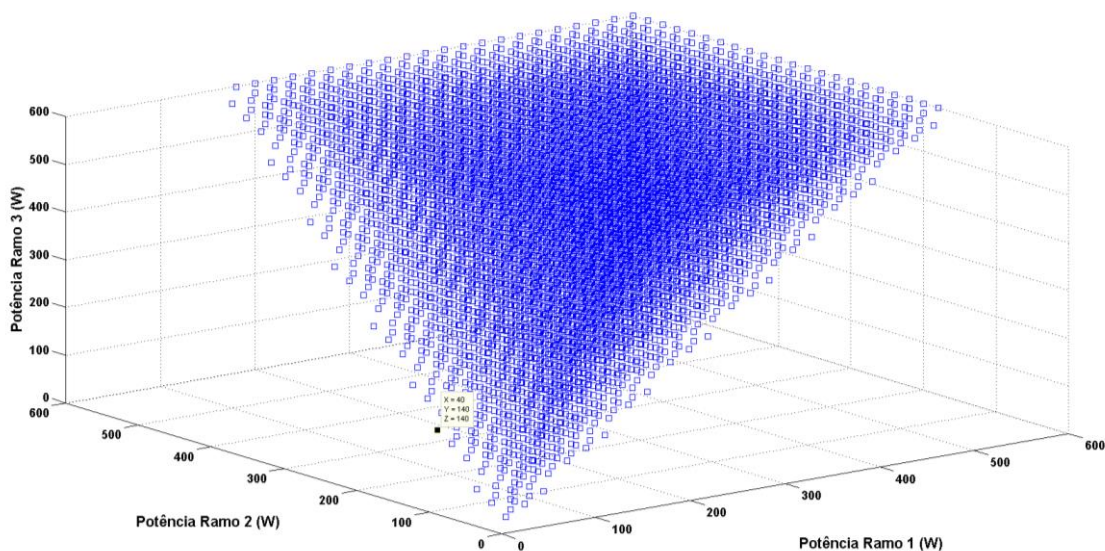
A principal desvantagem que pode ser observada no sistema com um único estágio de condicionamento para monitorar o MPP e gerir o controle *droop* é sua região de operação restrita na qual é capaz de atingir ambos objetivos. Dependendo da diferença de irradiâncias entre os arranjos PVs, ou seja, dependendo da potência disponível no MPP dos arranjos, os níveis de tensão de saída de cada módulo CHB podem não ser suficientes para compor a tensão de saída do conversor multiníveis necessária para manter a conexão com a rede.

Com base no comentário anterior, a Figura 19 foi desenvolvida para mostrar combinações de potência factíveis, levando em consideração uma faixa de 0 a 600 W em cada nível. Nesta simulação, foi utilizado um passo de 20 W. Os pontos na Figura 19 identificam que a combinação atinge o MPP em todos os níveis e garantindo a regulação da tensão de saída.

Para melhor visualização das combinações de potência com MPPT efetivo, a Figura 20 apresenta três cortes. O primeiro corte, com os pontos em azul, define uma superfície em que o terceiro arranjo PV fornece 600 W constantes no MPP. Todos os pontos na superfície de 600 W também correspondem a MPPTs efetivos para os outros dois arranjos PVs. Da mesma forma para as superfícies de pontos no meio (vermelho) e abaixo (verde),

existem outras duas situações representadas por superfícies em que o arranjo três fornece 400 W e 60 W, respectivamente.

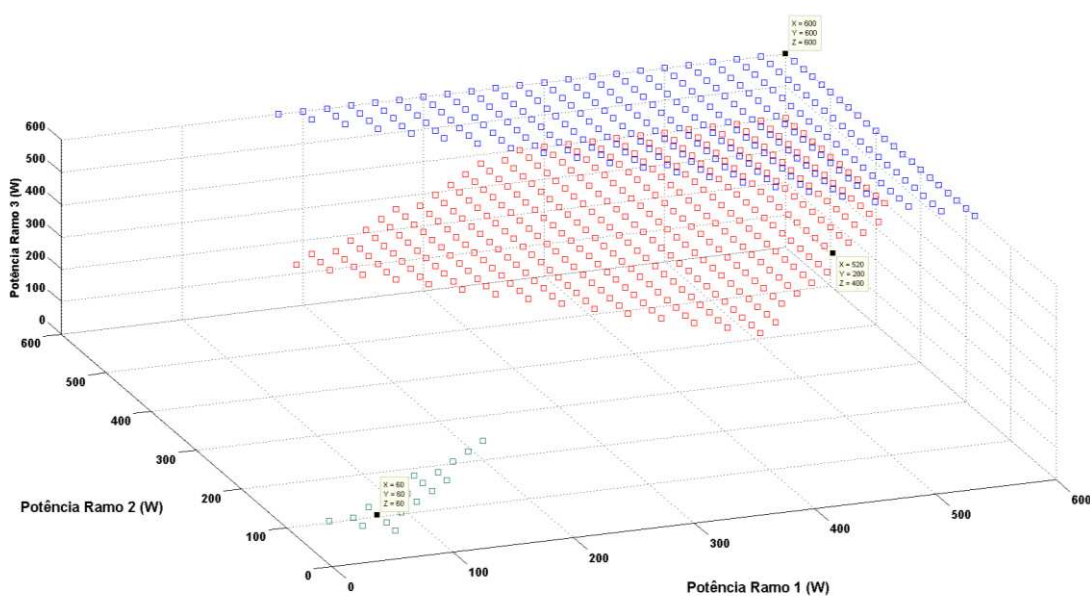
Figura 19 - Combinações entre as potências fornecidas por ramo sem obstrução ao MPP.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 19 e a Figura 20 apresentariam mais combinações se mais painéis fossem adicionados em série em cada um dos três arranjos. Em outras palavras, se a tensão no elo CC de cada CHB for tal que atinja individualmente o pico de tensão da rede elétrica, a combinação para todas as radiações seria possível.

Figura 20 –Três cortes da Figura 19.



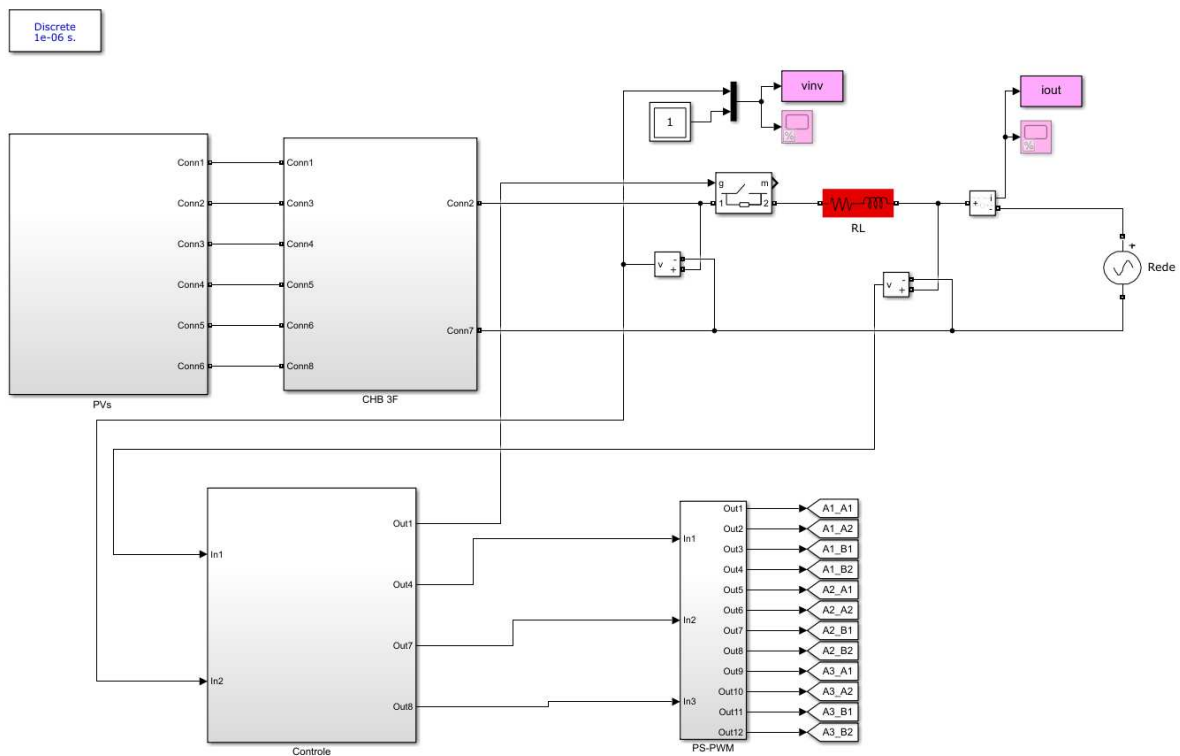
Fonte: Próprio autor.

As superfícies apresentadas na Figura 19 apresentam as diferentes combinações que permitem todos os três arranjos PVs operarem em seu MPP. Fora destes pontos é possível ter combinações que permitam a operação de transferência de potência para a rede, porém, fora do MPP para todos os arranjos.

3. MODELAGEM E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com a finalidade de validar o sistema fotovoltaico com conexão à rede elétrica foi desenvolvido em Simulink/MatLab[®] um modelo conforme apresentado na Figura 21. O passo de simulação utilizado foi de 1 μ s para todos cenários previstos. Os blocos em magenta são utilizados para armazenar os dados simulados. Na Figura 21, o primeiro grande bloco à esquerda (PVs) é o bloco que simula os painéis fotovoltaicos e sua arquitetura, seguido pelo bloco CHB que representa o subsistema composto pelo conversor multiníveis. Em vermelho tem-se um elemento RL que representa o ponto de conexão com a rede elétrica, neste modelo a rede elétrica é considerada um barramento infinito. Os parâmetros utilizados no sistema são apresentados na Tabela 1.

Figura 21 - Simulação do sistema fotovoltaico com conexão à rede elétrica.



Fonte: Próprio autor.

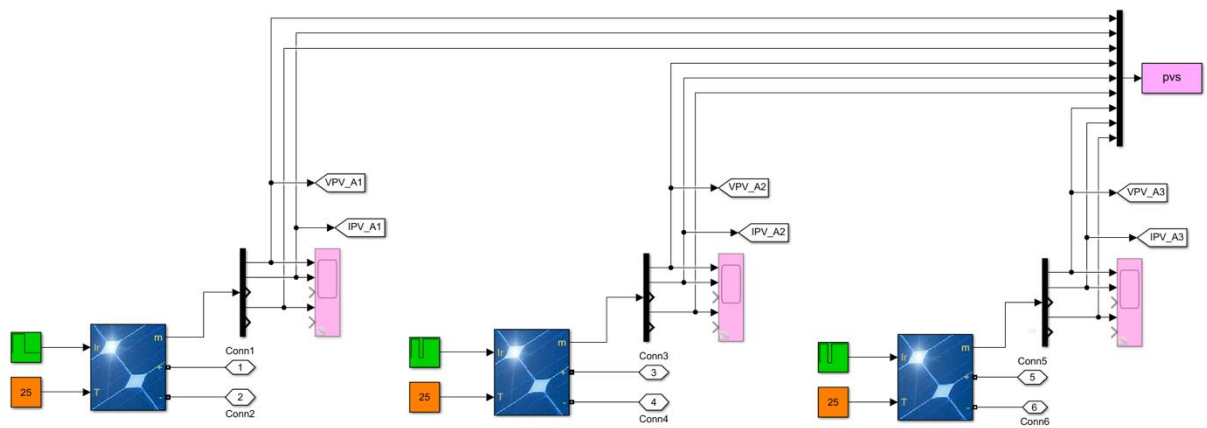
A Figura 22 exibe o interior do Bloco PVs da Figura 21, onde é apresentado o modelo dos PVs utilizados na simulação. Cada modelo PV é exteriorizado por duas entradas de dados e três saídas. Os parâmetros de entrada são a irradiância (I_r) e a temperatura (T), já as três saídas são os polos positivo e negativo do conjunto PV juntamente com a saída m que apresenta de forma multiplexada os dados de tensão (V) e corrente (A) de saída PV, corrente

no diodo (A), irradiância (W/m^2) e temperatura ($^{\circ}\text{C}$). Cada bloco PV apresentado na Figura 22 representa uma *string* de três módulos PVs conectados em série.

Tabela 1 – Parâmetros do sistema.

Parâmetros	Valores
Capacitores do elo CC	5000 μF
Indutor de conexão (L)	9,74 mH
Resistência de conexão (R)	0,1 Ω
Frequência de chaveamento	2,5 kHz
Frequência da rede elétrica	60 Hz
Tensão da rede elétrica	127 V _{RMS}

Figura 22 - Bloco PVs.



Fonte: Próprio autor.

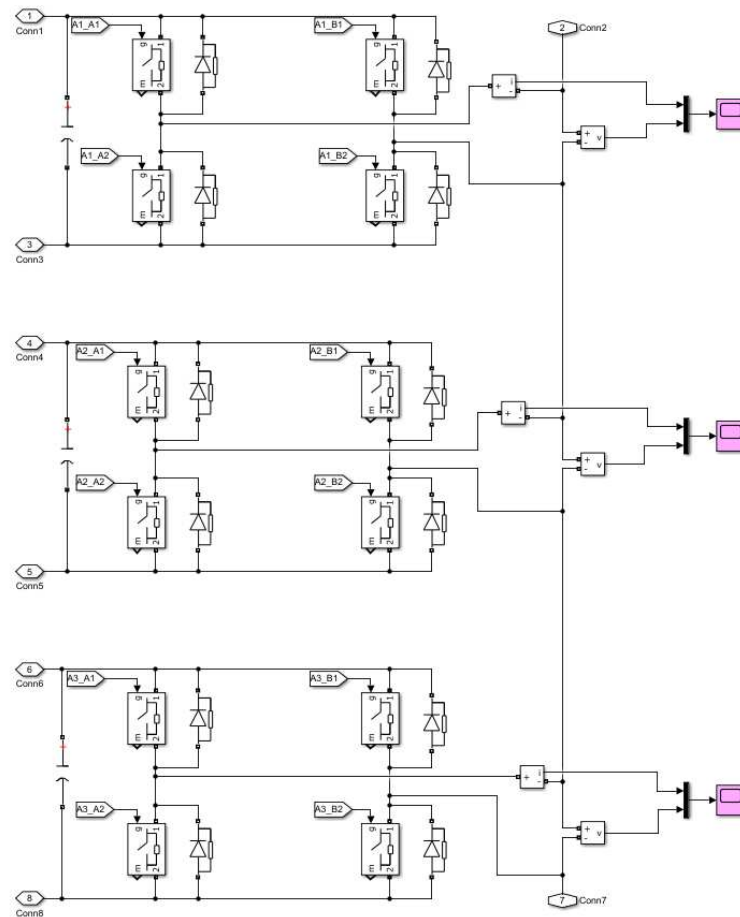
O modelo utilizado para as simulações dos nove PVs é o do fabricante Sun Earth[®], modelo TPB156x156-60-P 235W. Seus parâmetros são apresentados na Tabela 2. Todas as simulações computacionais foram realizadas utilizando a temperatura de 25 $^{\circ}\text{C}$.

Tabela 2 – Parâmetros elétricos do módulo PV utilizado nas simulações.

Parâmetros	Valores
Potência máxima - $P_{\text{máx}}$	235 Wp
Tensão no MPP - V_{MPP}	29,2 V
Corrente no MPP - I_{MPP}	8,05 A
Tensão de circuito aberto - V_{OC}	36,7 V
Corrente de curto-circuito - I_{SC}	8,47 A
Coef. de temperatura de I_{SC}	0,05 $\%/^{\circ}\text{C}$
Coef. de temperatura de V_{OC}	-0,31 $\%/^{\circ}\text{C}$

O conversor multiníveis em cascata de sete níveis utilizado nas simulações é apresentado na Figura 23. São utilizados três inversores em ponte-H ligados com suas saídas em série. Os interruptores utilizados são ideais, e o valor dos capacitores do elo CC é apresentado na Tabela 1.

Figura 23 - Bloco CHB 3F - Conversor multiníveis em cascata de sete níveis.

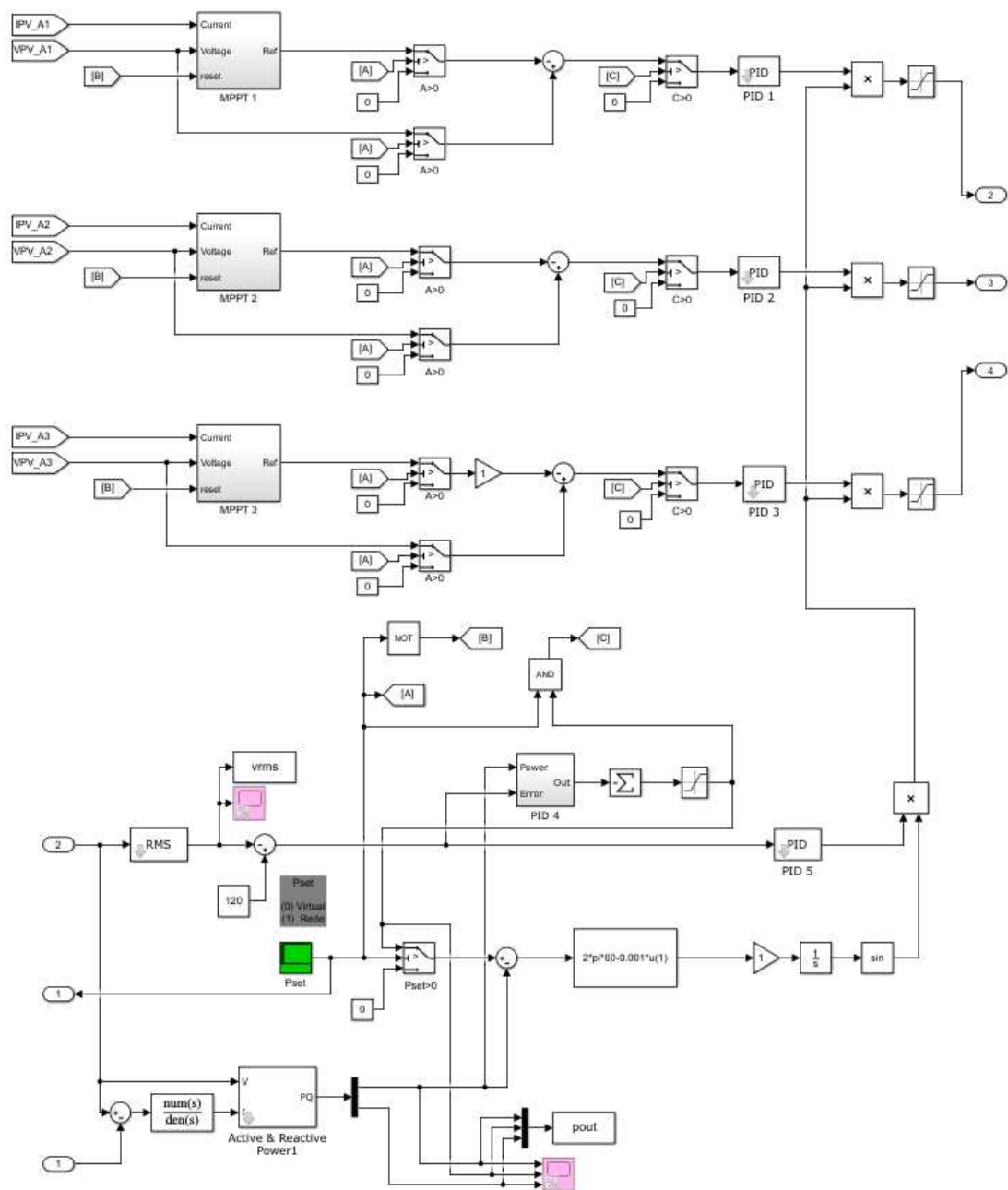


Fonte: Próprio autor.

O bloco de controle, apresentado na Figura 21, é exposto na Figura 24. Como pode ser visto, existem quatro conexões de saída e duas de entrada no bloco de controle, sendo que três conexões de saída são os índices de modulação que vão para o bloco PS-PWM (Figura 21), e a outra saída do bloco é a informação de P_{set} que conecta o sistema fotovoltaico à rede elétrica através do interruptor apresentado na Figura 21. As duas entradas referentes ao bloco de controle são das tensões da saída do inversor e da rede elétrica. Na parte superior à esquerda da Figura 24 são apresentadas outras seis entradas, porém, utilizando um bloco de ligação sem fio que traz as informações dos blocos PV apresentados na Figura 22. Essas informações referem-se às correntes e tensões dos conjuntos PVs (IPV_A1 , IPV_A2 , IPV_A3

e VPV_A1 , VPV_A2 , VPV_A3). Os demais blocos sem fio apresentados no bloco de controle são três, A , B e C , sendo que A é a informação binária de P_{set} e B é seu valor negado. A função destes blocos é permitir que o algoritmo de MPPT funcione somente quando houver a conexão com a rede elétrica. O bloco sem fio C tem função semelhante às anteriores, porém, com uma proteção para que a potência máxima suportada pelo conversor multiníveis não seja excedida.

Figura 24 - Bloco de controle do sistema fotovoltaico com conexão à rede elétrica.



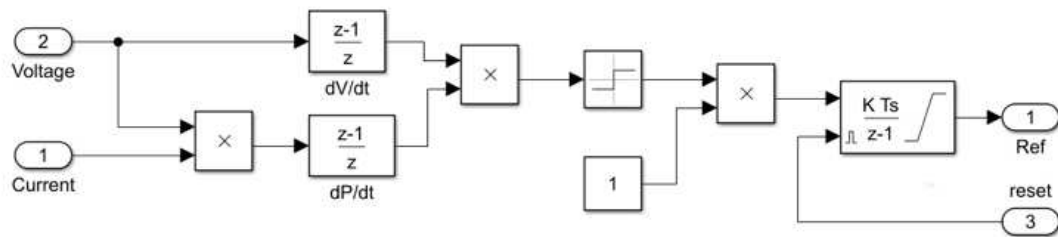
Fonte: Próprio autor.

O sistema de controle conta com cinco blocos de *PID*, sendo que os três primeiros (*PID 1, 2 e 3*) são responsáveis pela dinâmica dos blocos de *MPPT* sobre os índices de modulação. O *PID 4* é responsável pela dinâmica da referência de potência ativa desejada, que é influenciada pelo erro gerado pela tensão eficaz de saída do conversor e sua referência. O *PID 4* apresenta valores altos para as constantes proporcional e integral, pois é através deste controlador que a referência de potência instantânea é gerada. Optou-se por utilizar a tensão de saída como elemento a ser controlado visto ser essa a variável que apresenta correlação imediata com as variações de irradiância e que necessita de controle evitando o desligamento do sistema. Vale ressaltar que este *PID* também contém a ação derivativa com uma alta constante de tempo. A elevada constante de tempo foi sintonizada experimentalmente em virtude da elevada presença de ruído na leitura da tensão de saída do conversor. Já nas simulações, em que não foram introduzidos sinais ruidosos, a função derivativa do *PID* apresenta pouca influência com tal constante de tempo. O *PID 5* permite uma influência imediata nos índices de modulação quando ocorre uma perturbação na tensão de saída do conversor. A Tabela 3 resume os valores dos ganhos dos controladores *PID* utilizados na simulação, onde k_p , k_i e k_d são os ganhos proporcional, integral e derivativo, e s é a constante de tempo do derivativo.

Tabela 3 – Valores dos ganhos dos controladores *PID*.

	k_p	k_i	k_d	s
PID 1-3	0,001	0,01	0	-
PID 4	15	20	0,1	1
PID 5	0,001	0,01	0	-

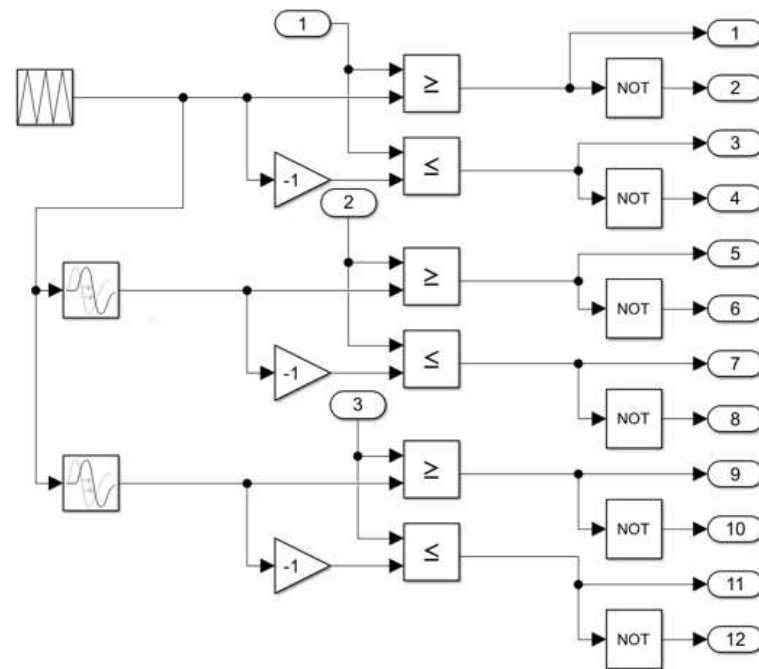
O bloco de *MPPT* é expandido na Figura 25, onde são apresentados os blocos matemáticos que realizam o algoritmo do *MPPT P&O*. O bloco de *MPPT* tem três entradas e uma saída. As entradas são as leituras da tensão e de corrente no conjunto PV e também o sinal de *reset*, sendo este último utilizado para manter o valor anterior de referência que é a própria saída do bloco de *MPPT*. O bloco integrador, na Figura 25, funciona como somador para atualizar a referência e permite que as saídas fiquem saturadas. É neste bloco que o sinal de *reset* atua para reiniciar o processo de busca pela referência de tensão para o *MPPT*. Para as simulações, a referência do *MPPT* foi saturada em 110V para o valor máximo e 60V para o mínimo.

Figura 25 - Bloco de MPPT.

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 26 é apresentado o bloco PWM por Deslocamento de Fase. Existem três entradas externas, que são os índices de modulação (sinais senoidais) advindos do bloco de controle. Ambos os sinais modulantes contém com a mesma frequência (60Hz) e o mesmo defasamento angular, porém com diferentes amplitudes conforme a parcela de contribuição de cada conjunto PV. Para realizar a comparação, são elaboradas três portadoras triangulares de 6kHz com 60 graus de defasagem entre elas e as respectivas portadoras com inversão de fase. Como apresentado na Figura 26, o desfaseamento angular entre as portadoras se dá através do uso de um bloco triangular e dois blocos de *transport delay*, e para as portadoras com inversão de fase é utilizado blocos de ganho (-1). Portanto cada sinal modulante é comparado com duas portadoras, uma portadora triangular e sua inversa. A comparação entre sinal modulante e a portadora é de maior ou igual e a comparação com a portadora com inversão de fase é de menor ou igual. Sendo assim, são realizadas seis comparações e cada sinal de resposta com o seu complementar formam os doze pulsos PWM. Cada braço de um inversor ponte-H do conversor multiníveis (Figura 23) recebe o sinal PWM com seu sinal complementar.

Figura 26 - Bloco PS-PWM - *Phase shifted pulse width modulation*.

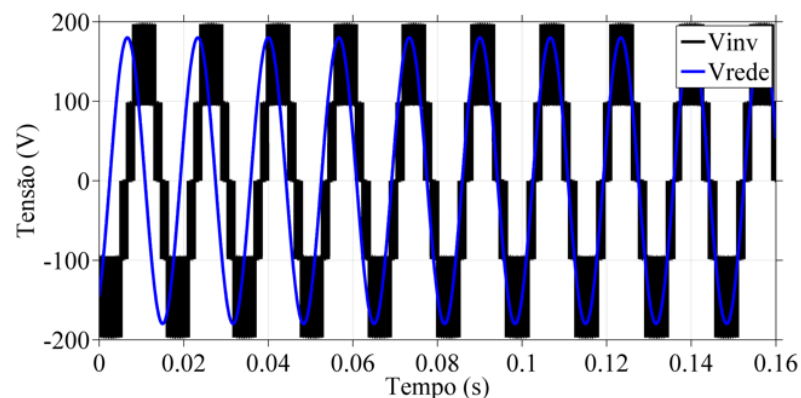


Fonte: Próprio autor.

3.1. Sincronismo através de controle *droop*

A Figura 27 apresenta um exemplo de sincronismo entre a tensão do conversor multiníveis e a rede elétrica. Foi criado inicialmente um defasamento de 90 graus entre as duas formas de onda. Utilizando controle *droop* foi possível realizar o sincronismo em aproximadamente 140 milissegundos. Esse sincronismo ocorre com transferência de potência nula, pois o bloco *Pset* (Figura 24) tem seu valor fixado em zero no momento do sincronismo. Para a realização do sincronismo sem conexão com a rede elétrica faz-se uso da técnica de impedância virtual, que simula os parâmetros elétricos da rede elétrica, conforme apresentado na Tabela 1.

Figura 27 - Sincronismo através de controle *droop*.



Fonte: Próprio autor.

3.2. Simulação para diferentes cenários de irradiância

Para verificar o comportamento do sistema de controle mediante diferentes panoramas, foram aplicados diferentes cenários com variações de irradiância. Os dois primeiros cenários representam variações uniformes de irradiância em todos os módulos fotovoltaicos. Simulando assim casos em que o ambiente se modifique de ensolarado para nublado ou vice-versa.

O terceiro cenário representa a simulação de um sombreamento total de um conjunto PV. Este tipo de sombreamento extremo pode ser causado por alguma edificação próxima a planta de painéis fotovoltaicos ou por sedimentos aplicados involuntariamente sobre um conjunto PV. De forma similar, o cenário seguinte apresenta a ocorrência de dois dos três conjuntos PVs sofrerem um sombreamento total.

Os dois últimos episódios retratam o sombreamento parcial sobre um e dois conjuntos PVs. Estes cenários retratam sombreamento causado por árvores, edificações próximas a planta PV, ou até mesmo causados por aves, dejetos ou nuvens sombreando parte de um conjunto PV. Vale ressaltar que a temperatura permanece inalterada com 25 °C em todas as simulações.

3.2.1. Cenário 1: variação de baixa para alta irradiância (300 W/m² para 1000 W/m²)

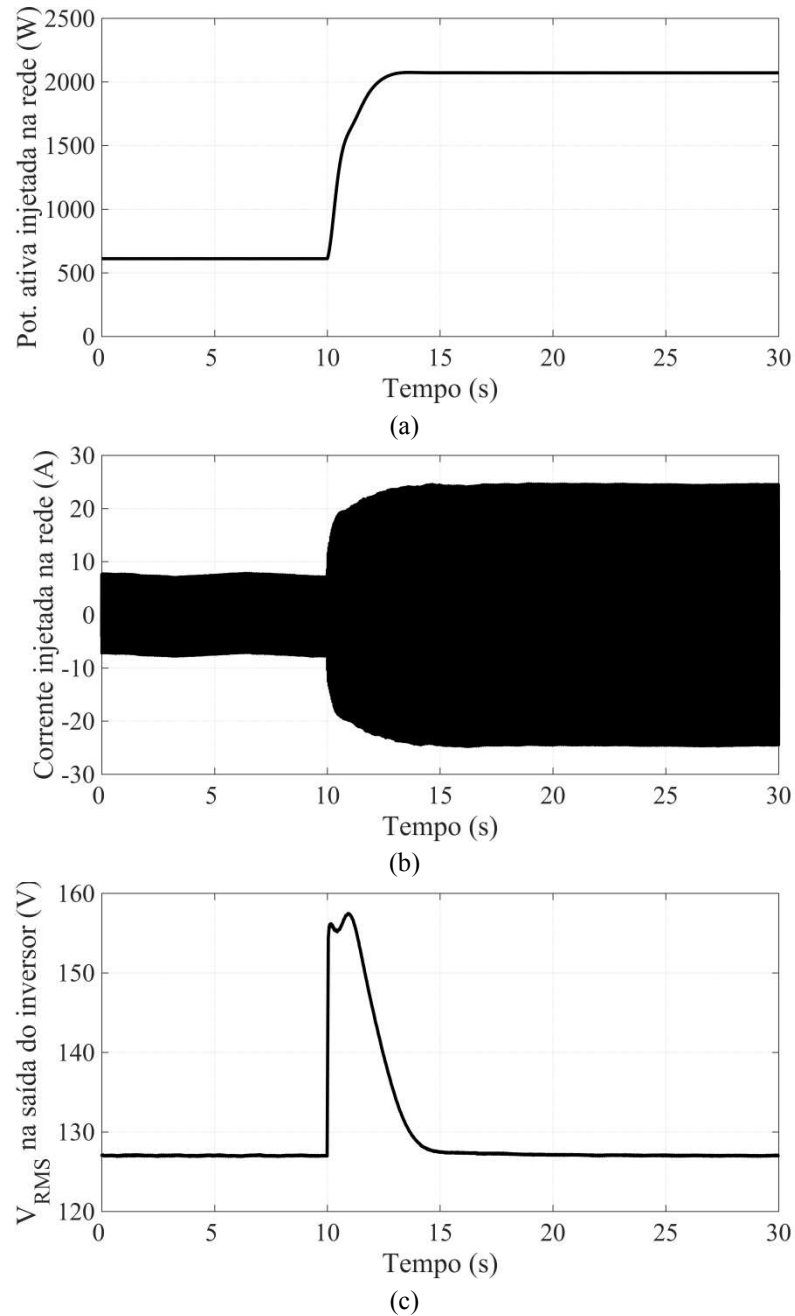
O cenário 1 apresenta uma variação simultânea de irradiação de 300 W/m² para 1000 W/m² para os três conjuntos PVs. Os resultados da Figura 28 apresentam a variação de irradiação no tempo de 10 segundos. A Figura 28(a) apresenta a variação de potência ativa (W), sendo que para a irradiação de 300 W/m² tem-se uma potência total de 610 W e para 1000 W/m² a potência sobe para 2070 W.

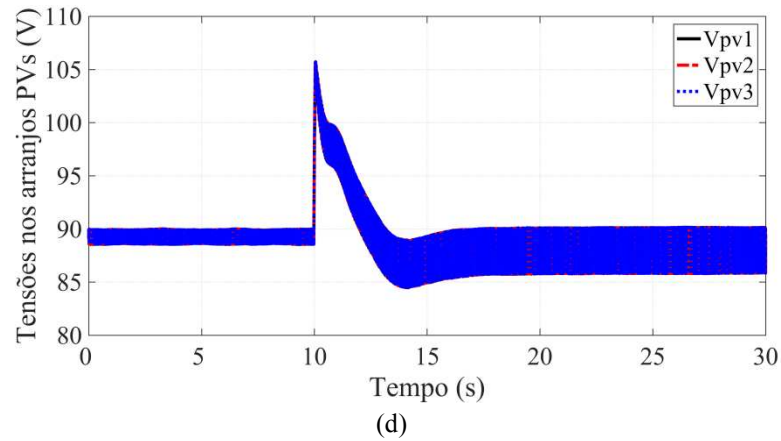
A variação da corrente elétrica é apresentada na Figura 28(b), que se inicia em aproximadamente 5 A_{RMS} e quando ocorre a mudança de irradiação, aumenta para aproximadamente 17 A_{RMS}.

A Figura 28(c) apresenta a variação de tensão eficaz com a variação da irradiação. Seu pico máximo é de 157 V_{RMS} e ocorre a estabilização na tensão desejada em aproximadamente 5 segundos. A elevação de tensão instantânea (a partir de 10 s) se dá pelo

aumento da tensão nos três conjuntos PVs por consequência da elevação da irradiação, como pode ser visto na Figura 28(d). As tensões médias de MPPT para os três conjuntos PVs foi de 89,3 V para a baixa irradiação e de 88,0 V para alta irradiação.

Figura 28 – Formas de onda do cenário 1: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.

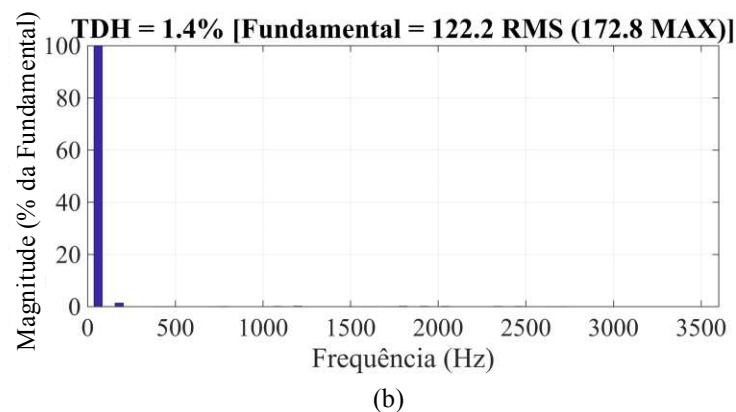
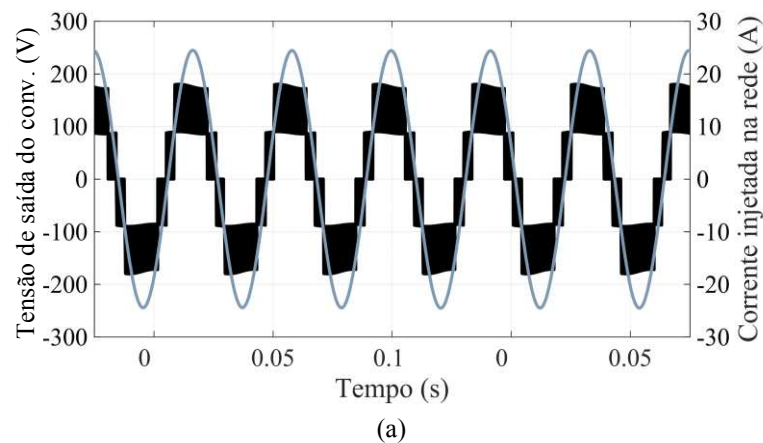




Fonte: Próprio autor.

Na Figura 29(a) é apresentada uma amostra da forma de onda de tensão e de corrente na saída do conversor multiníveis em regime permanente para a irradiância de 1000 W/m^2 . O espectro de frequência para a forma de onda de tensão é apresentado na Figura 29(b), onde foi apresentado o espectro para 50 harmônicas. A TDH para a forma de onda de tensão é de 1,4%.

Figura 29 – Irradiância em 1000 W/m^2 : (a) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.

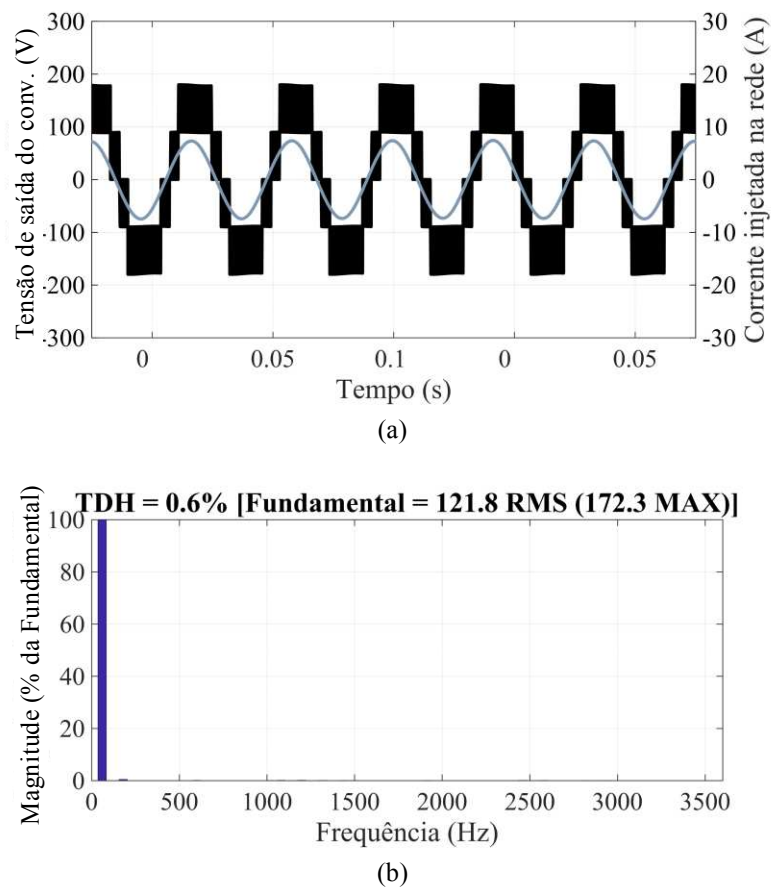


Fonte: Próprio autor.

Em se tratando de conversores multiníveis, é comum se esperar o aspecto de escada na forma de onda de tensão. Como dito anteriormente, o conversor utilizado neste trabalho apresenta sete níveis, porém, dependendo da largura do pulso de cada módulo inversor, o aspecto de escadaria pode aparentar os sete níveis ou menos.

A forma de onda de tensão e de corrente na saída do conversor com baixa irradiância são apresentadas na Figura 30(a), onde se tem a tensão eficaz de 127 V e uma corrente eficaz de 5 A. A TDH da tensão A Figura 30(b) apresenta espectro de frequência para a tensão de saída do conversor e o valor da TDH de 0,6%.

Figura 30 - Irradiância em 300 W/m^2 : (a) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.



Fonte: Próprio autor.

Calculando-se a TDH da tensão num amplo espectro de frequência (0 - 9kHz) obteve-se o valor de 32,4%. Contudo, a análise do espectro harmônico evidencia que o principal conteúdo de distorção está concentrado no triplo da frequência de chaveamento (7,5 kHz), consequência essa da modulação PS-PWM. Ao se observar a corrente injetada na rede (Fig. 32), fica evidente que o conteúdo de alta frequência foi filtrado pela impedância de

conexão. Sendo assim, presumiu-se que a análise de TDH da tensão torna-se relevante para um espectro de frequência mais restrito. Numa tentativa de redução da faixa de frequência para a análise de TDH, foram consideradas as primeiras 50 harmônicas, o que resultou numa TDH de 0,6%. Dessa forma, para as situações posteriores, deu-se preferência em analisar o conteúdo harmônico para uma faixa de frequência menor (0 - 3 kHz), buscando comprovar a eficácia da modulação em deslocar as distorções para frequências que não contribuirão para distorções de corrente.

A Tabela 4 apresenta os parâmetros em regime permanente para os cenários de irradiância de 1000 W/m^2 e 300 W/m^2 . Devido à irradiância ser a mesma para os conjuntos PVs, os valores de tensão de MPPT dos conjuntos são os mesmos. Como pode ser visto, a tensão de MPPT para baixa irradiância é ligeiramente maior que para a com alta irradiância (89,3 V e 88,0 V).

Outros parâmetros apresentados na Tabela 4 são os índices de modulação (m_n), porém sem a componente senoidal. Seus valores são semelhantes, pois a mesma irradiância incide sobre todos os conjuntos PVs.

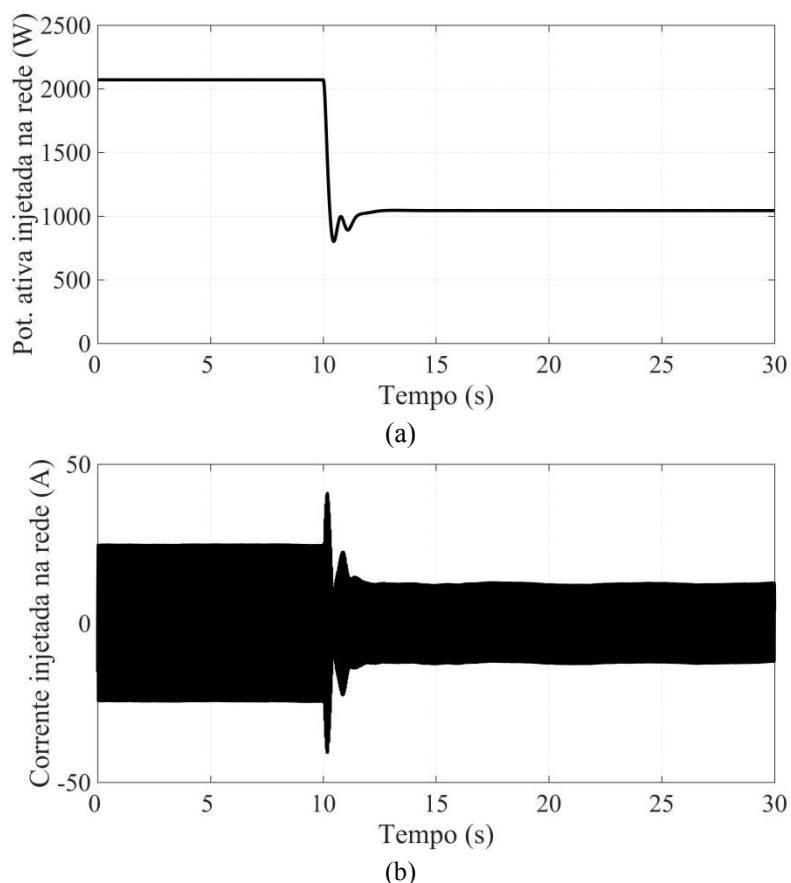
Tabela 4 – Comparação entre parâmetros em regime permanente para baixa e alta irradiância.

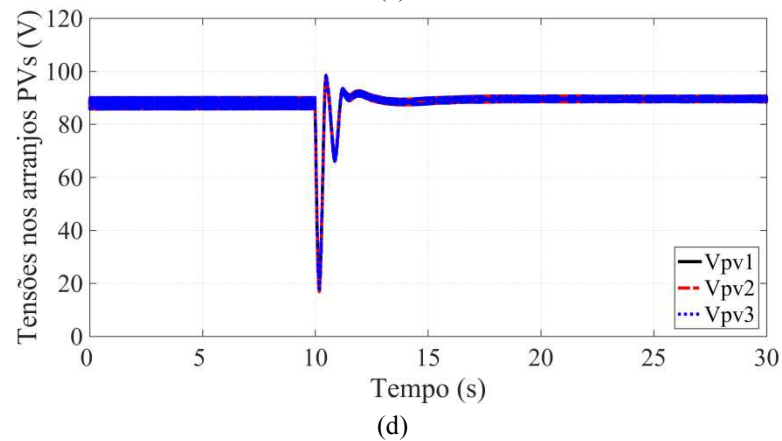
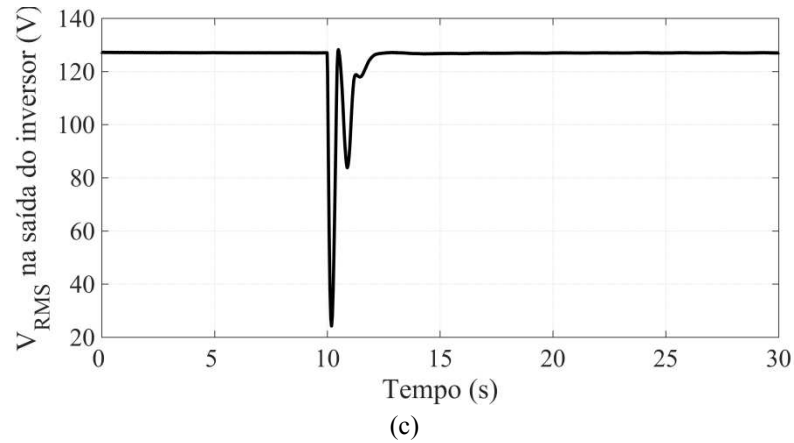
	[300 300 300] W/m^2	[1000 1000 1000] W/m^2
T	25 °C	25 °C
V_{P1}	89,3 V	88,0 V
V_{P2}	89,3 V	88,0 V
V_{P3}	89,3 V	88,0 V
I_{P1}	2,4 A	8,0 A
I_{P2}	2,4 A	8,0 A
I_{P3}	2,4 A	8,0 A
V_{OUT}	127 V _{RMS}	127 V _{RMS}
I_{OUT}	5,0 A _{RMS}	17,1 A _{RMS}
P_{P1}	214,6 W	704,0 W
P_{P2}	214,6 W	704,0 W
P_{P3}	214,6 W	704,0 W
P_{OUT}	611 W	2.071 W
m₁	0,64	0,66
m₂	0,64	0,66
m₃	0,64	0,66

3.2.2. Cenário 2: variação de alta para baixa irradiância (1000 W/m^2 para 500 W/m^2)

O cenário 2 apresenta a variação simultânea de alta irradiância para um valor de baixa irradiância (1000 W/m^2 para 500 W/m^2) para os conjuntos PVs. A Figura 31(a) apresenta a variação de potência ativa, que inicialmente transfere para a rede elétrica 2071 W. Após a transição, que ocorre a partir de 10 segundos, o valor de potência ativa estabiliza em 1044 W. A envoltória da corrente de saída do conversor é apresentada na Figura 31(b), onde em regime permanente com alta irradiância tem-se uma corrente eficaz de 17,1 A e para baixa irradiância 8,6 A. Quando ocorre uma diminuição de irradiância, instantaneamente ocorre um afundamento da tensão nos conjuntos PVs (ver Figura 31(d)), o que reflete na tensão de saída do conversor (ver Figura 31(c)).

Figura 31 - Formas de onda do cenário 2: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.



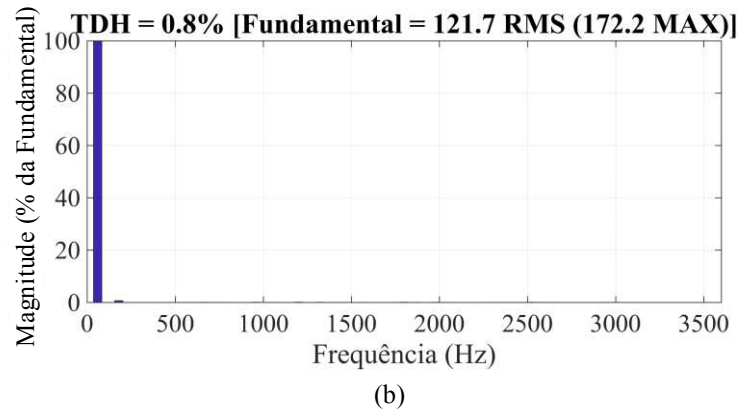
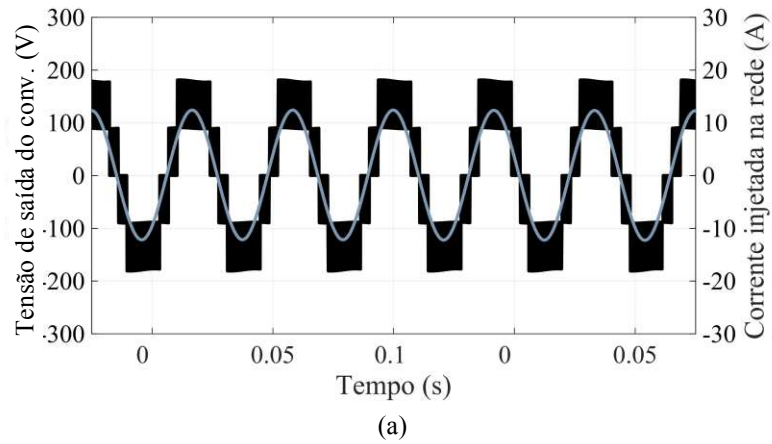


Fonte: Próprio autor.

No momento que ocorre a diminuição de irradiância, ocorre instantaneamente a diminuição da tensão dos arranjos. O controle da tensão de saída (PID4) age para não permitir que as tensões PVs sejam totalmente comprometidas, desacelerando rapidamente *droop*, permitindo que o nível de tensão de saída do inversor retorne ao valor de referência. De forma mais lenta que o PID4, os demais PIs então auxiliam o sistema de controle para que encontre o MPP de cada arranjo.

A Figura 32(a) apresenta uma amostra de tensão e corrente da saída do conversor em regime permanente referente ao cenário em que ambos os conjuntos PVs estão com 500 W/m^2 de irradiância. A Figura 32(b) apresenta o espectro de frequência para a amostra de tensão da saída do conversor, sendo que o valor da TDH é de 0,8%. A Tabela 5 apresenta os dados em regime permanente antes e depois da variação de irradiância.

Figura 32 - Irradiância em 500 W/m^2 : (a) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 5 – Comparação entre parâmetros em regime permanente para alta e baixa irradiância.

	[1000 1000 1000] W/m^2	[500 500 500] W/m^2
T	25 °C	25 °C
V_{P1}	88,0 V	89,5 V
V_{P2}	88,0 V	89,5 V
V_{P3}	88,0 V	89,5 V
I_{P1}	8,0 A	4,0 A
I_{P2}	8,0 A	4,0 A
I_{P3}	8,0 A	4,0 A
V_{OUT}	127 V _{RMS}	127 V _{RMS}
I_{OUT}	17,1 A _{RMS}	8,6 A _{RMS}
P_{P1}	704,0 W	358,0 W
P_{P2}	704,0 W	358,0 W
P_{P3}	704,0 W	358,0 W
P_{OUT}	2.071 W	1.044 W
m₁	0,66	0,64
m₂	0,66	0,64
m₃	0,66	0,64

3.2.3. Cenário 3: alta irradiância com sombreamento total de um conjunto PV (1000 W/m²)

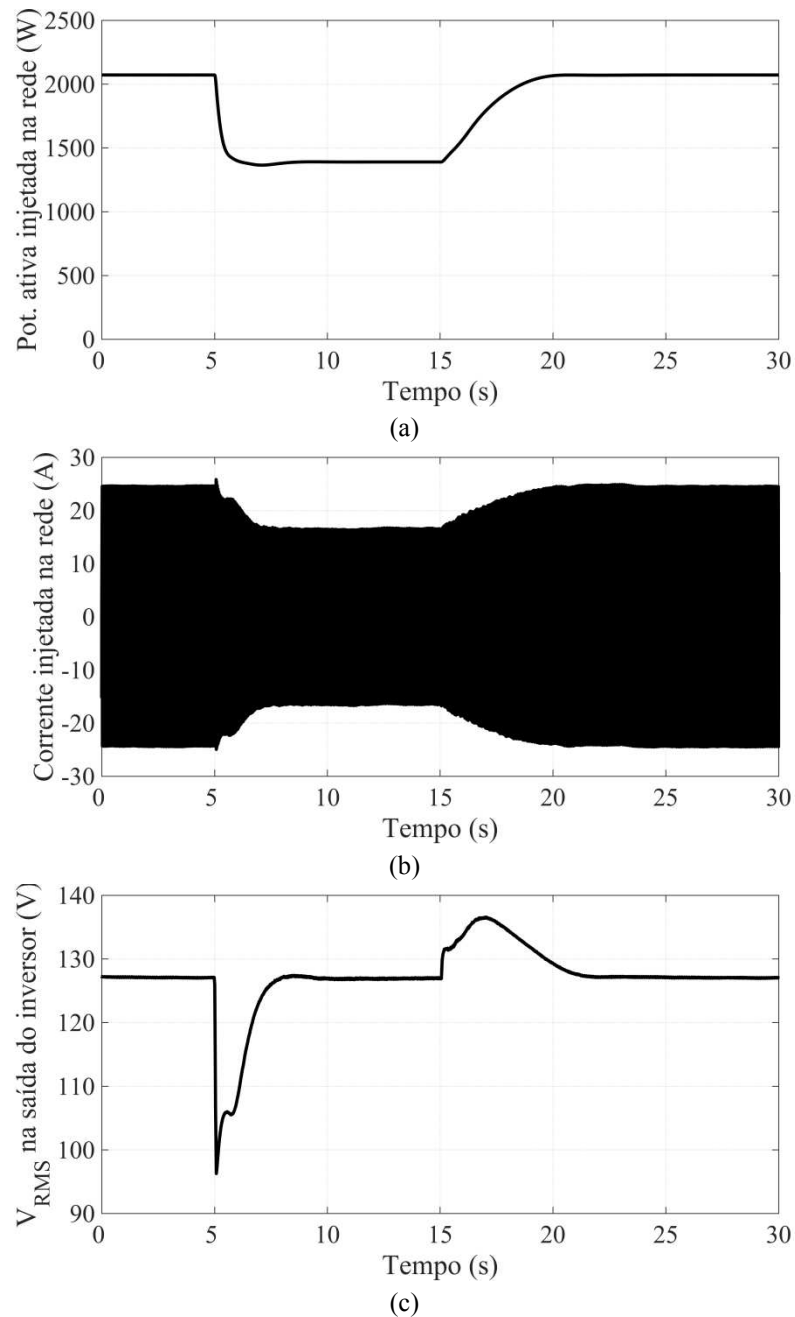
Neste cenário, realiza-se a simulação dos conjuntos PVs inicialmente com irradiância de 1000 W/m² e após cinco segundos ocorre um sombreamento total do conjunto PV1. Dez segundos após o sombreamento total, o mesmo conjunto PV volta a ser exposto a irradiância inicial. A Figura 33(a) apresenta a variação de potência ativa na saída do conversor, inicialmente transmitindo para a rede elétrica 2071 W e após o sombreamento reduzindo para 1390 W. A forma de onda da corrente de saída do conversor é apresentada na Figura 33(b), sendo que a corrente eficaz anterior e posterior se estabiliza em 17,3 A_{RMS}. Já com sombreamento total de um conjunto PV, tem-se uma corrente eficaz de 14,3A. Com o sombreamento total a tensão de saída do conversor sofre um afundamento que instantaneamente chega a um valor eficaz de 96 V, conforme Figura 33(c), e ocorre uma elevação para um valor eficaz de 137 V a partir da reintrodução do conjunto PV. Quando ocorre uma queda brusca de tensão é o controlador *PID 5* que aumenta a velocidade de recuperação da tensão de saída.

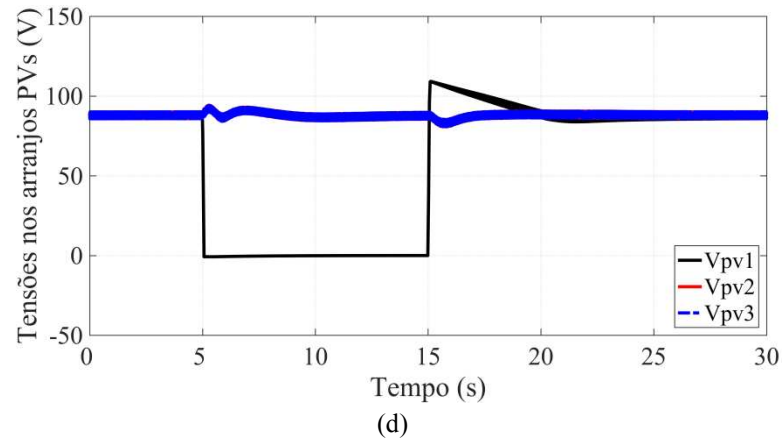
A queda de tensão na saída do conversor é acentuada no momento do sombreamento total (tempo em 5 segundos), pois instantaneamente a tensão do conjunto PV 1 atinge o valor de 0 V (Figura 33(d)), não fornecendo potência alguma. Devido a alta queda de tensão na saída do conversor, o *PID 4* diminui rapidamente a referência de potência, consequentemente ocorre uma variação no ângulo para elevar o nível de tensão na saída do conversor. Os índices de modulação m_1 , m_2 e m_3 são então adaptados para o novo cenário, conforme a atuação dos controladores *PI 1-3*. Com a reintrodução do conjunto PV, no instante de 15 segundos, o índice de modulação m_1 que estava com valor em zero, conforme Tabela 6, tende a se elevar devido o *PI 1* do MPPT o que eleva a tensão eficaz da saída do conversor gradualmente, enquanto que com a defasagem angular fornecida pelo *droop* aumenta mais rapidamente do que a atuação dos PIs de MPPT, levando há uma ligeira queda na tensão dos demais conjuntos PVs até a estabilização do controle.

No intervalo em que há o sombreamento total de um conjunto PV, mesmo com a tensão do barramento CC do conjunto PV1 com tensão igual a 0 V, é possível a manutenção da tensão eficaz de saída do conversor em 127 V como pode ser visualizado na Figura 33(c). Isso ocorre devido aos valores de tensão dos demais barramentos CC (Figura 33(d)), sendo possível compor o valor de tensão de saída compatível com a rede elétrica simulada. Ou seja,

é possível a retirada de um conjunto PV inteiro por sombreamento total e continuar o funcionamento do sistema fotovoltaico, lembrando que cada conjunto é composto por três módulos PVs em série. A Tabela 6 apresenta os valores de índice de modulação para os cenários anteriores e posteriores ao sombreamento. Pode-se notar que durante o sombreamento do conjunto PV1, os índices m_2 e m_3 estão próximos ao valor limite.

Figura 33 - Formas de onda do cenário 3: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.

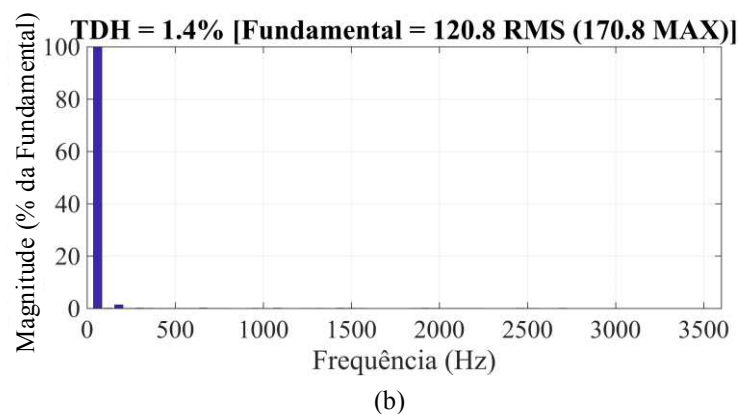
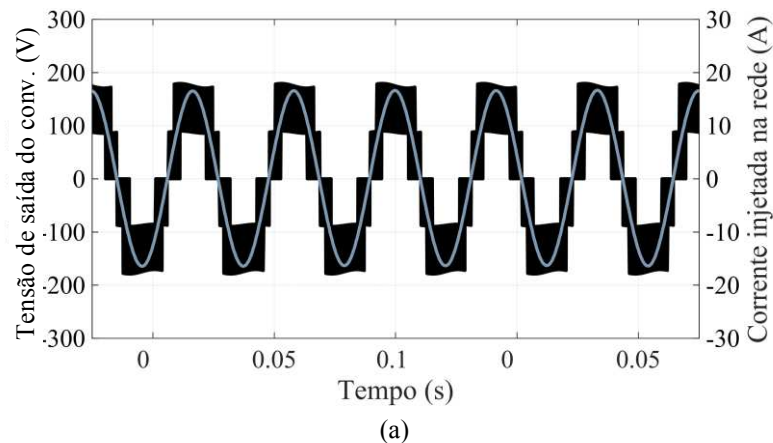




Fonte: Próprio autor.

A Figura 34(a) apresenta as formas de onda de tensão e corrente de saída do conversor conectado à rede elétrica após o sombreamento total de um conjunto PV, sendo que, conforme Tabela 9, a tensão eficaz calculada é de 127 V e a corrente eficaz de 14,3 A,. O espectro de frequência para a tensão da Figura 34(a) é apresentado na Figura 34(b), sendo que a TDH é de 1,4%.

Figura 34 – Sombreamento total em um conjunto PV: (a) Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.



Fonte: Próprio autor.

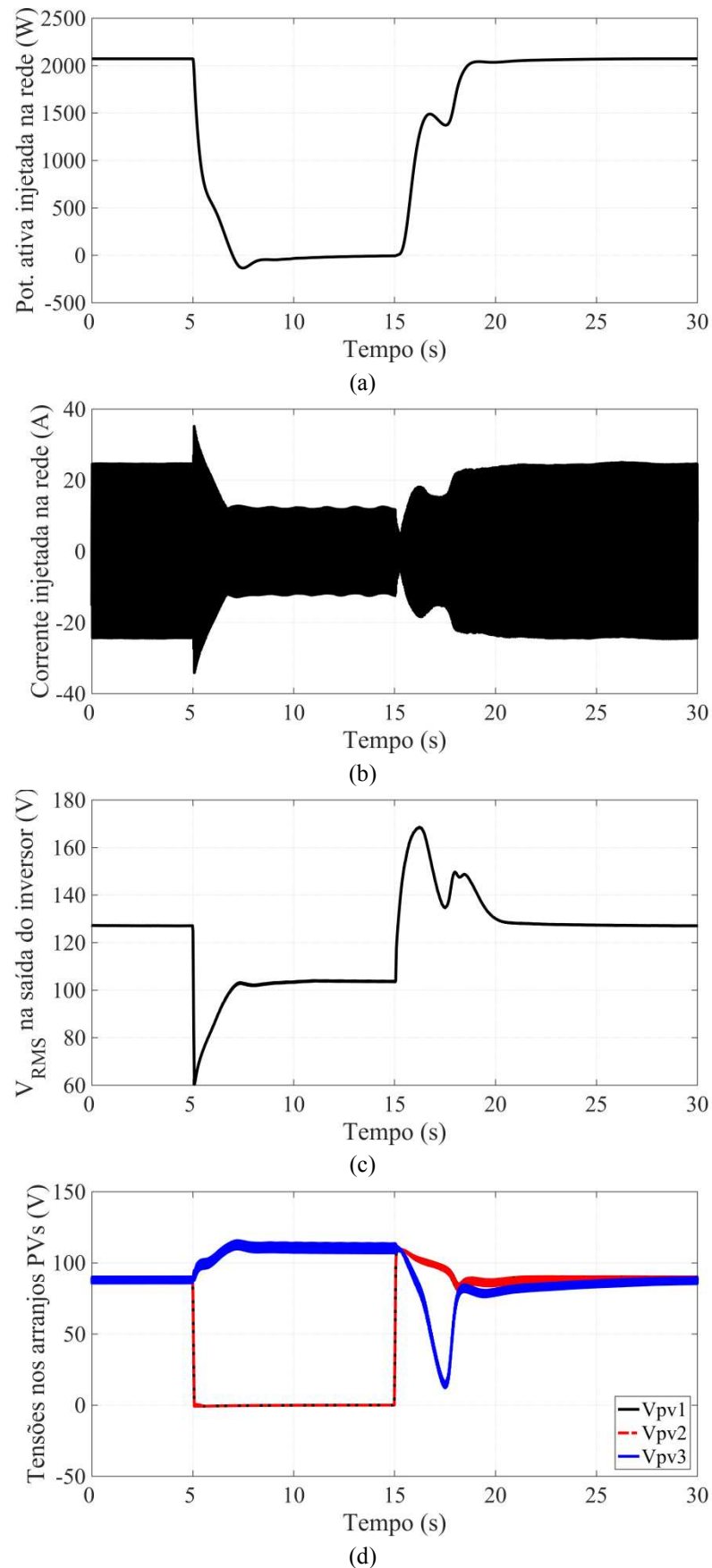
Tabela 6 – Comparação entre parâmetros em regime permanente com sombreamento total de um conjunto PV.

	[1000 1000 1000] W/m ²	[0 1000 1000] W/m ²
T	25 °C	25 °C
V_{P1}	88,0 V	0 V
V_{P2}	88,0 V	87,6 V
V_{P3}	88,0 V	87,6 V
I_{P1}	8,0 A	0 A
I_{P2}	8,0 A	8,0 A
I_{P3}	8,0 A	8,0 A
V_{OUT}	127 V _{RMS}	127 V _{RMS}
I_{OUT}	17,1 A _{RMS}	14,3 A _{RMS}
P_{P1}	704,0 W	0 W
P_{P2}	704,0 W	700,8 W
P_{P3}	704,0 W	700,8 W
P_{OUT}	2.071 W	1.390 W
m₁	0,66	0
m₂	0,66	0,98
m₃	0,66	0,98

3.2.4. Cenário 4: alta irradiância com sombreamento total de dois conjuntos PVs (1000 W/m²)

O quarto cenário retrata o sombreamento total de dois conjuntos PVs, sendo que ambos os conjuntos inicialmente estão sob irradiância de 1000 W/m². O sombreamento total inicia aos 5 segundos e finaliza no tempo de 15 segundos, e seus efeitos podem ser vistos nas formas de onda da Figura 35. A Figura 35(a) apresenta o comportamento da potência ativa, que inicia com 2071 W e se reduz a zero durante o sombreamento. É possível notar valores negativos para a potência ativa causados pelo transitório. A corrente elétrica eficaz anterior ao sombreamento foi de 17,1 A (Figura 35(b)) e a corrente eficaz com sombreamento é de 8,9 A, porém, com fluxo de corrente da rede elétrica para o conversor. Vale lembrar que a leitura de corrente (I_{OUT}) é realizada entre o ponto de conexão e a rede elétrica, conforme Figura 21. A forma de onda de tensão da saída do conversor é apresentada na Figura 35(c), onde a tensão eficaz, anteriormente ao sombreamento em 127 V, se estabiliza em 103,4 V (Tabela 7) durante o sombreamento. A Figura 35(d) apresenta os valores de tensão dos barramentos CC dos conjuntos PVs, onde é possível visualizar que a tensão do conjunto não sombreado (V_{P3}) se estabiliza em 103,4 V, valor próximo da tensão de circuito aberto do conjunto PV.

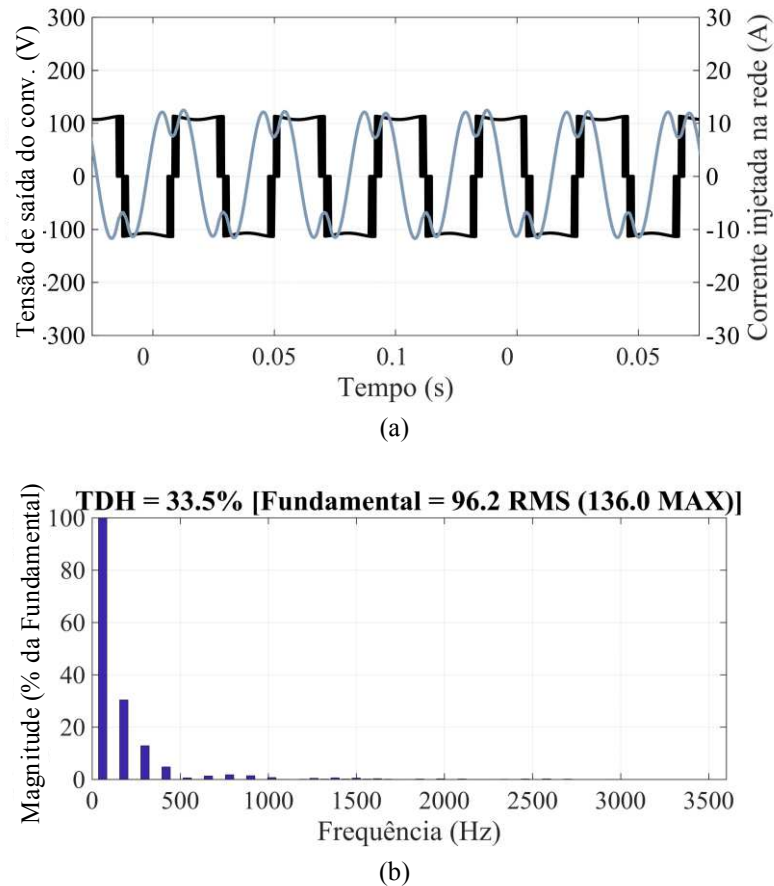
Figura 35 - Formas de onda do cenário 4: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 36(a) apresenta as formas de onda da tensão do conversor e a corrente elétrica no ponto de conexão com a rede elétrica.

Figura 36 – Sombreamento total em dois conjuntos PVs: (a) Formas de onda da tensão na saída do conversor e corrente no ponto de conexão com a rede elétrica; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 7 – Comparação entre parâmetros em regime permanente com sombreamento total de dois conjuntos PVs.

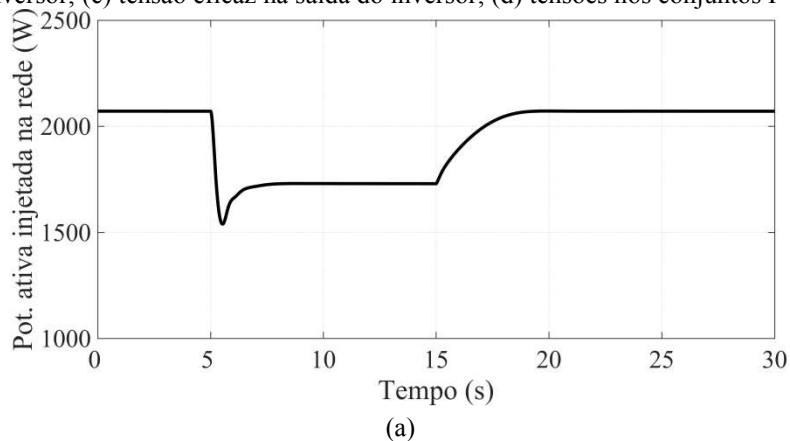
	[1000 1000 1000] W/m ²	[0 0 1000] W/m ²
T	25 °C	25 °C
V_{P1}	88,0 V	0 V
V_{P2}	88,0 V	0 V
V_{P3}	88,0 V	110,3 V
I_{P1}	8,0 A	0 A
I_{P2}	8,0 A	0 A
I_{P3}	8,0 A	0 A
V_{OUT}	127 V _{RMS}	103,4 V _{RMS}
I_{OUT}	17,1 A _{RMS}	8,9 A _{RMS}
P_{P1}	704,0 W	0 W
P_{P2}	704,0 W	0 W
P_{P3}	704,0 W	0 W
P_{OUT}	2.071 W	0 W
m₁	0,66	0
m₂	0,66	0
m₃	0,66	1,0

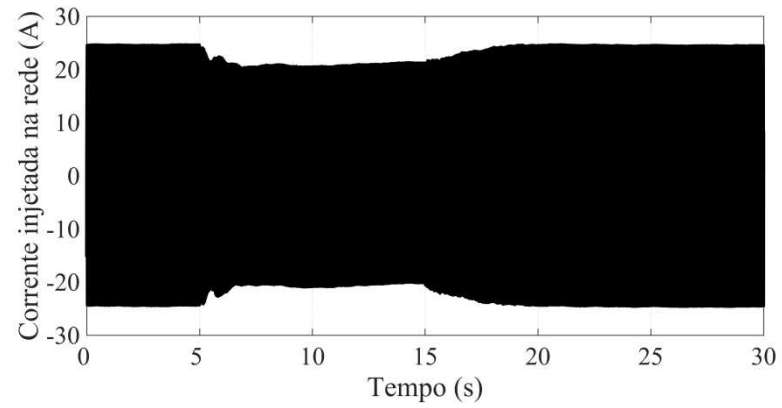
3.2.5. Cenário 5: alta irradiância com sombreamento parcial de um conjunto PV (1000 para 500 W/m²)

Neste cenário é utilizada a simulação do sombreamento parcial sobre um conjunto PV a partir da diminuição de 1000 para 500 W/m² da irradiância no conjunto PV1. A Figura 37(a) apresenta a variação de potência ativa entregue à rede elétrica. Em regime permanente o sistema fotovoltaico fornece 2071 W sem o PS. Com o tempo em 5 segundos ocorre o PS e após 10 segundos ($t = 15s$) o mesmo é removido. A potência ativa em situação de PS é de 1729,4 W. A Figura 37(b) apresenta a variação de corrente elétrica no ponto de conexão, onde seu valor eficaz sem PS é de 17,1A e com PS de 14,4 A. A variação do valor eficaz da tensão de saída do conversor (Figura 37(c)) deve-se a variação de tensão do conjunto PV1 (curva em preto na Figura 37(d)). O afundamento de tensão na saída do conversor atingiu o valor mínimo em 100 V_{RMS}.

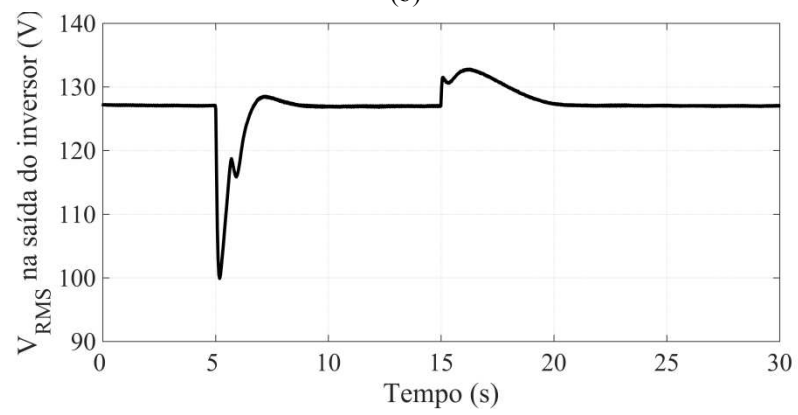
As formas de onda da tensão de saída do conversor e da corrente no ponto de conexão com a rede elétrica com o efeito do PS são apresentadas na Figura 38(a). O espectro de frequência da forma de onda da tensão é exibido na Figura 38(b), onde a TDH é de 1,3%. A Tabela 8 apresenta o comparativo dos diferentes parâmetros sem e com PS.

Figura 37 - Formas de onda do cenário 5: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.

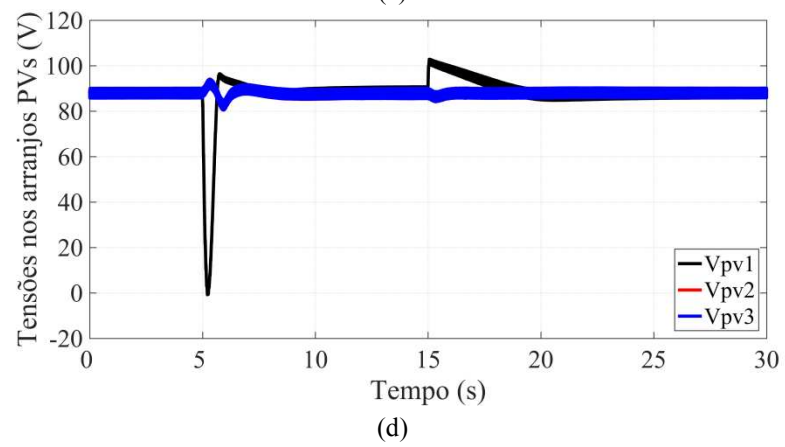




(b)



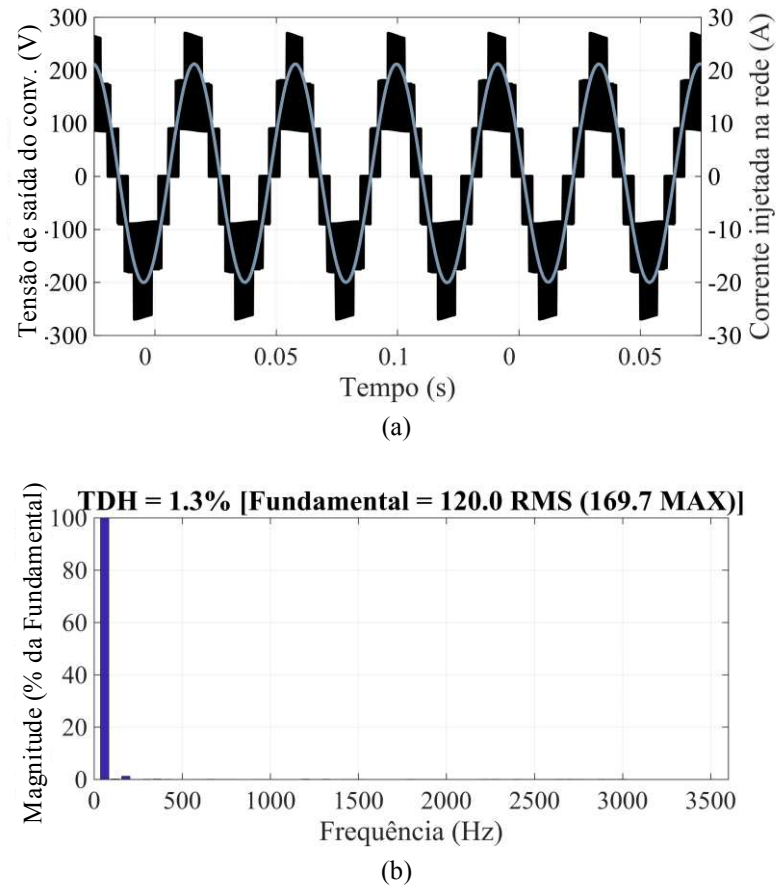
(c)



(d)

Fonte: Próprio autor.

Figura 38 – Sombreamento parcial em um conjunto PV: (a) Formas de onda da tensão na saída do conversor e corrente no ponto de conexão com a rede elétrica; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.



Fonte: Próprio autor.

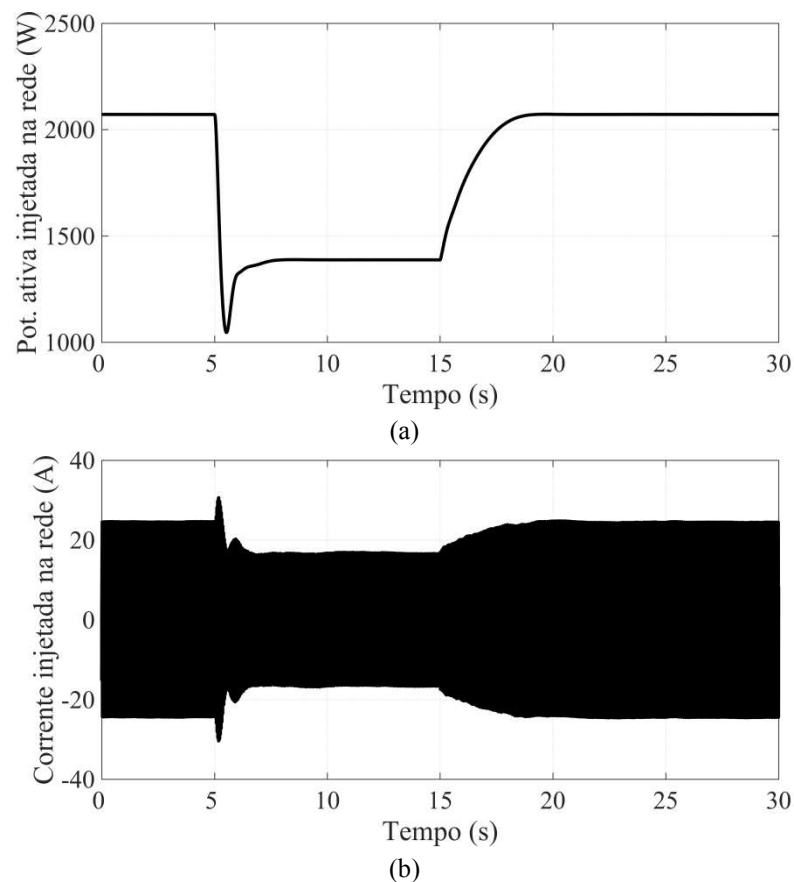
Tabela 8 – Comparação entre parâmetros em regime permanente com sombreamento parcial de um conjunto PV.

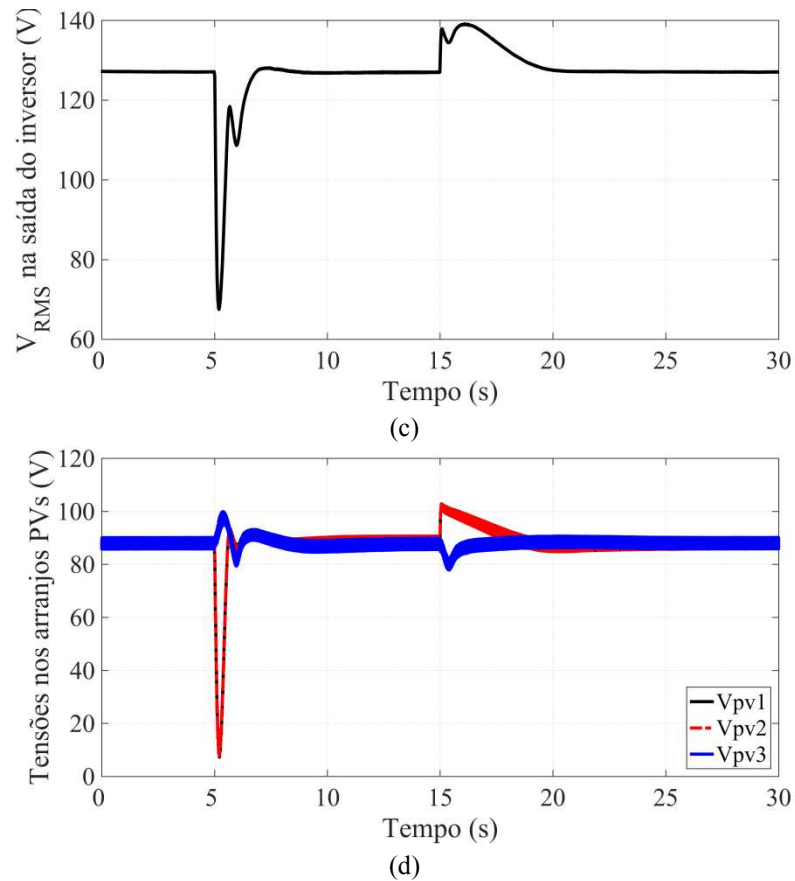
	[1000 1000 1000] W/m ²	[500 1000 1000] W/m ²
T	25 °C	25 °C
V_{P1}	88,0 V	89,6 V
V_{P2}	88,0 V	87,8 V
V_{P3}	88,0 V	87,8 V
I_{P1}	8,0 A	4,0 A
I_{P2}	8,0 A	8,0 A
I_{P3}	8,0 A	8,0 A
V_{OUT}	127 V _{RMS}	127 V _{RMS}
I_{OUT}	17,1 A _{RMS}	14,4 A _{RMS}
P_{P1}	704,0 W	358,4 W
P_{P2}	704,0 W	702,4 W
P_{P3}	704,0 W	702,4 W
P_{OUT}	2.070 W	1729,4 W
m₁	0,66	0,38
m₂	0,66	0,77
m₃	0,66	0,77

3.2.6. Cenário 6: alta irradiância com sombreamento parcial de dois conjuntos PV (1000 para 500 W/m²)

Este cenário apresenta o efeito do PS sobre dois conjuntos PVs simultaneamente. Os dois conjuntos sofrem a variação de irradiância de 1000 para 500 W/m². Para as formas de ondas da Figura 39, o efeito do PS ocorre no tempo de 5 segundos e termina no tempo de 15 segundos. A Figura 39(a) apresenta a variação de potência ativa. Em regime permanente a potência ativa em PS é de 1387,3W. A envoltória da forma de onda da corrente de saída do conversor é apresentada na Figura 39(b) e a variação da tensão eficaz está apresentada na Figura 39(c). Por haver afundamento de tensão em dois barramentos CC, conforme Figura 39(d), o afundamento instantâneo da tensão na saída do conversor (68,5V_{RMS}) é maior do que com um conjunto PV com PS (Figura 37(c)).

Figura 39 - Formas de onda do cenário 6: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.

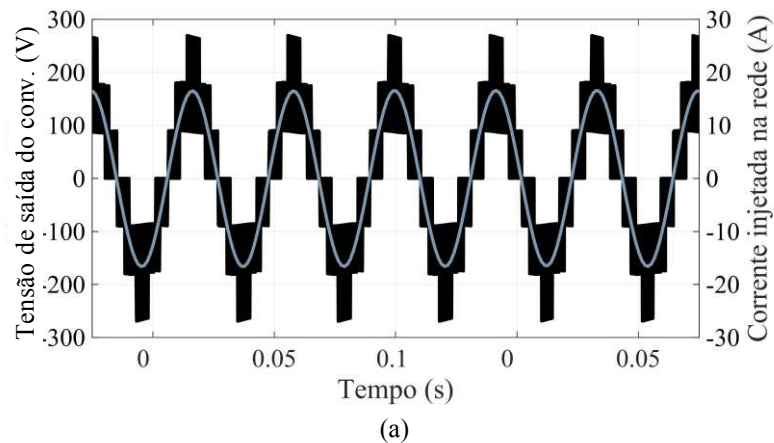


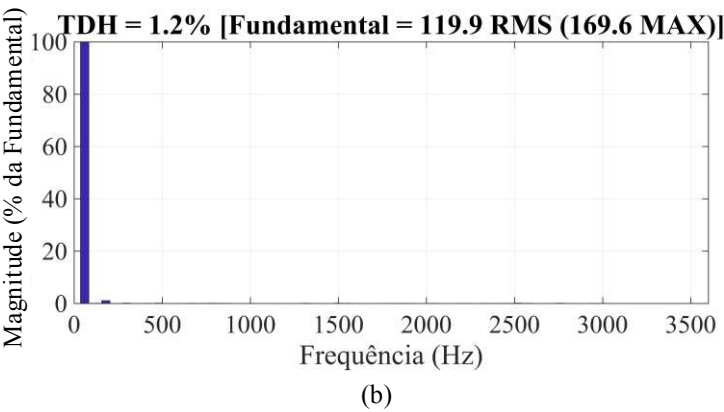


Fonte: Próprio autor.

A Figura 40(a) apresenta uma amostra da tensão e corrente da saída do conversor com PS, sendo que o valor eficaz da tensão é de 127 V e da corrente 11,6 A. A TDH da tensão é de 1,2% e o espectro de frequência é apresentado na Figura 40(b). Os parâmetros em regime permanente para as situações com e sem PS são apresentadas na Tabela 9.

Figura 40 – Sombreamento parcial em dois conjuntos PVs: (a) Formas de onda da tensão na saída do conversor e corrente no ponto de conexão com a rede elétrica; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.





Fonte: Próprio autor.

Tabela 9 – Comparação entre parâmetros em regime permanente para alta e baixa irradiância.

	[1000 1000 1000] W/m ²	[500 500 1000] W/m ²
T	25 °C	25 °C
V _{P1}	88,0 V	89,6 V
V _{P2}	88,0 V	89,6 V
V _{P3}	88,0 V	87,7 V
I _{P1}	8,0 A	4,0 A
I _{P2}	8,0 A	4,0 A
I _{P3}	8,0 A	8,0 A
V _{OUT}	127 V _{RMS}	127 V _{RMS}
I _{OUT}	17,1 A _{RMS}	11,6 A _{RMS}
P _{P1}	704,0 W	358,4 W
P _{P2}	704,0 W	358,4 W
P _{P3}	704,0 W	701,6 W
P _{OUT}	2.070 W	1387,3 W
m ₁	0,66	0,47
m ₂	0,66	0,47

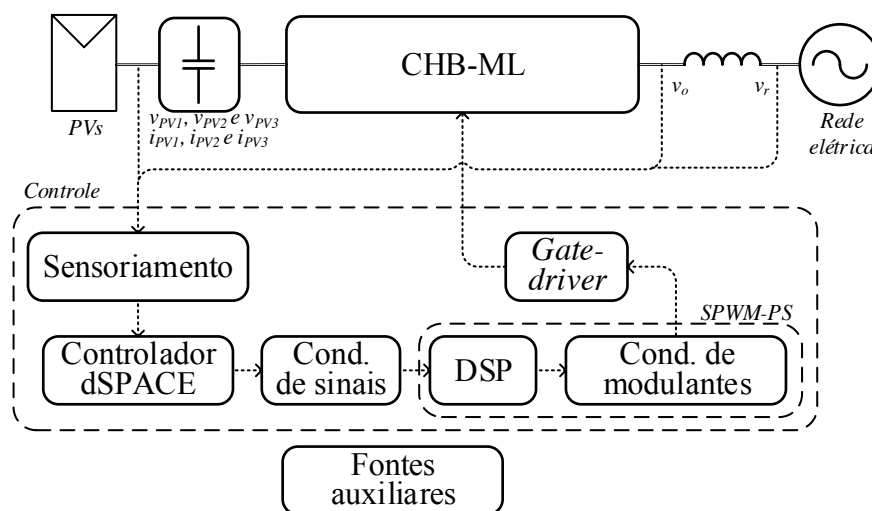
4. IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo foi dividido em duas etapas. Primeiramente será apresentada a implementação do protótipo e seus estágios. Em seguida são apresentados os resultados experimentais para diferentes cenários de irradiação.

4.1. Implementação do protótipo

O protótipo experimental foi confeccionado conforme o diagrama da Figura 41, na qual se tem um bloco representando os conjuntos PVs, um bloco dos capacitores, conversor multiníveis, indutor de acoplamento e rede elétrica. Ainda é apresentado um bloco de controle contendo as etapas de sensoriamento, controlador dSPACE, condicionamento de sinais, geração de pulsos e gatilhamento. Externamente ao bloco de controle, apresenta-se o bloco que representa as fontes auxiliares.

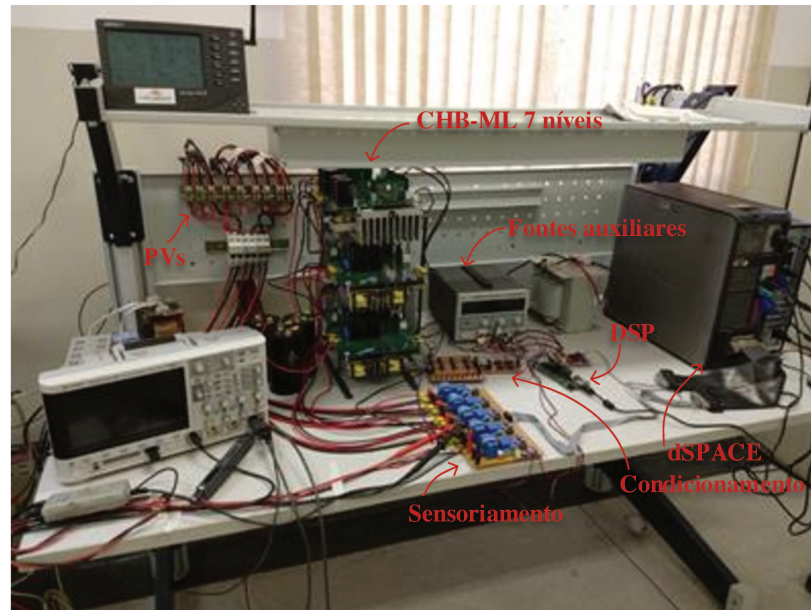
Figura 41 – Diagrama do protótipo experimental do inversor de sete níveis ponte-H em cascata.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 42 contém o arranjo experimental montado para operação do protótipo do conversor multiníveis. Na Figura estão identificados o conversor multiníveis, a placa de sensoriamento, condicionamento, os controladores DSP e dSPACE e as fontes auxiliares.

Figura 42 - Protótipo experimental do inversor sete níveis ponte-H em cascata.



Fonte: Próprio autor.

4.1.1. Conjunto de painéis fotovoltaicos

Para a realização dos experimentos, foram utilizados PVs convencionais instalados sobre estrutura metálica conforme se observa na Figura 43. Os painéis fotovoltaicos foram divididos em três arranjos na horizontal, sendo que cada arranjo contém três módulos PVs em série. Os PVs são de fabricação *Sun Earth*[®], modelo TPB156x156-60-P 235W. A Tabela 10 apresenta os parâmetros dos PVs utilizados.

Figura 43 - Painéis fotovoltaicos Sun Earth[®] PV-Module 235 Wp.

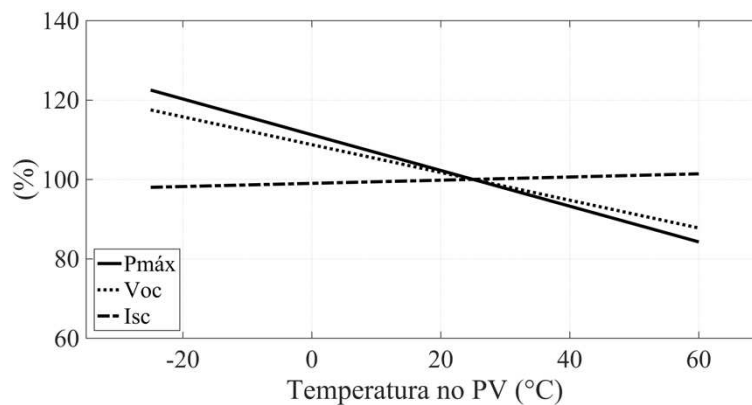


Fonte: Próprio autor.

Tabela 10 – Parâmetros elétricos e de temperatura do módulo PV utilizado nos experimentos.

Parâmetros	Valores
Modelo	Sun Earth TPB-156x156-60-P-235
Potência máxima - $P_{m\acute{a}x}$	235 Wp
Tensão no MPP - V_{MPP}	29.2 V
Corrente no MPP - I_{MPP}	8.05 A
Tensão de circuito aberto – V_{OC}	36.7 V
Corrente de curto-circuito - I_{CC}	8.47 A
Coef. de temperatura de I_{CC}	$3,18 \times 10^{-3} \text{ A}/^{\circ}\text{C}$
Coef. de temperatura de $P_{m\acute{a}x}$	$-(0,45 \pm 0,05) \%/^{\circ}\text{C}$
Coef. de temperatura de V_{MPP}	$-(0,4 \pm 0,05) \%/^{\circ}\text{C}$
Coef. de temperatura de V_{OC}	$-(0,35 \pm 0,02) \%/^{\circ}\text{C}$
Coef. de temperatura de I_{CC}	$+(0,04 \pm 0,015) \%/^{\circ}\text{C}$

A Figura 44 apresenta a relação de dependência dos parâmetros elétricos com a temperatura do PV, conforme os parâmetros da Tabela 10. Destacam-se as altas variações de desempenho para a potência máxima ($P_{M\acute{A}X}$) extraída do PV e para a mudança dos valores de tensão de circuito aberto (V_{OC}), que consequentemente altera o MPP.

Figura 44 - Dependência de temperatura de I_{CC} , V_{OC} e $P_{M\acute{A}X}$.

Fonte: Próprio autor.

4.1.2. Conversor multiníveis ponte-H em cascata

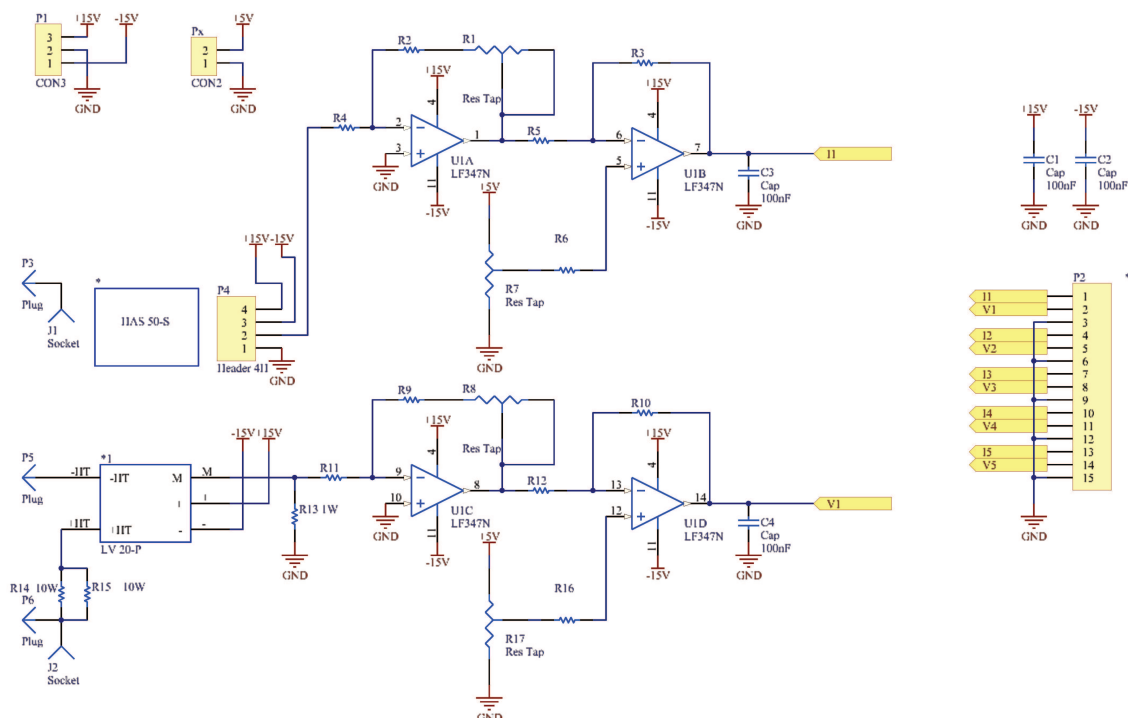
A Figura 12 apresenta a topologia utilizada para a conexão do sistema PV com a rede elétrica. O CHB-ML de 7 níveis é composto por dois módulos inversores monofásicos SPCIM 350-40-100 e um módulo SPCIQ 450-60-50 tetrafásico da Supplier, sendo que este último foi utilizado como inversor monofásico. Ambos os inversores tiveram suas saídas conectadas em série e possuem capacitores nas entradas de $4700 \mu\text{F}$, conforme apresentado na Tabela 11. A conexão do CHB-ML com a rede elétrica se dá através de um indutor de conexão de 9,74 mH.

Tabela 11 – Parâmetros do sistema.

Parâmetros	Valores
Capacitores do elo CC	4700 μ F
Indutor de conexão (L)	9,74 mH
Resistência de conexão (R)	0,1 Ω
Frequência de chaveamento	2,5 kHz
Frequência da rede elétrica	60 Hz
Tensão da rede elétrica	120 V _{RMS}

4.1.3. Sensoriamento de tensão e corrente

Na operação do sistema PV, são utilizados oito sensores. Para cada um dos três conjuntos PV, são utilizados sensores de tensão e de corrente elétrica. Também se faz necessária a leitura da tensão de saída do CHB-ML e da tensão da rede elétrica no ponto de conexão. Na Figura 45 são apresentados os circuitos de condicionamento para a leitura de tensão e de corrente em cada arranjo PV. Optou-se por circuitos que pudessem realizar ajustes tanto nas amplitudes quanto nos níveis CC dos sinais, de forma que os mesmos pudessem ser condicionados para diferentes aplicações. Para o sensoriamento da corrente e da tensão foram utilizados os transdutores HAS 50-S [49] e LV 20-P [50], respectivamente. Ambos são de fabricação LEM[®], com isolamento galvânica e elevada faixa de linearidade.

Figura 45 - Circuito de sensoriamento de tensão e corrente

Fonte: Próprio autor.

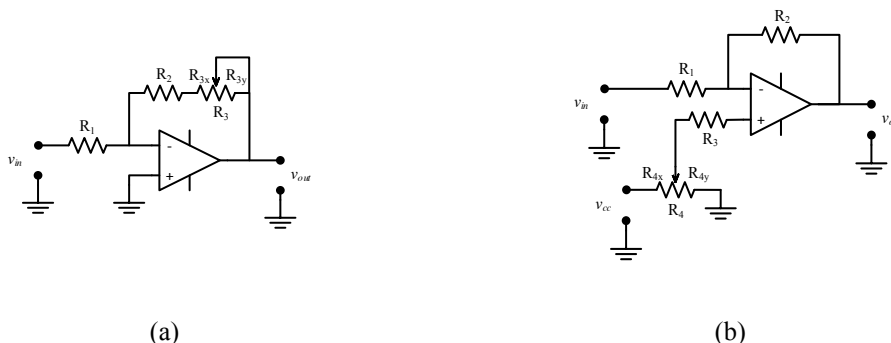
O transdutor de corrente elétrica tem fundo de escala de 50 A. Uma vez que sua corrente nominal é relativamente alta se comparada a corrente máxima dos arranjos PV (Tabela 10), para facilitar o condicionamento da corrente amostrada se fez uso de cinco voltas no primário para garantir melhores leituras uma vez que o fabricante garante precisão de 1% para valores próximos do nominal [50].

Para utilizar o transdutor de tensão elétrica LV 20-P, deve-se calcular a resistência equivalente do circuito primário, representadas na Figura 45 pelas resistências em paralelo R_{14} e R_{15} . Para um melhor desempenho, a corrente primária deve ter um valor eficaz próximo de 10 mA para a condição de máxima tensão. Sendo assim, o valor das resistências é obtido através da equação (4.1), onde $V_{Máx}$ é a máxima tensão a ser medida. Para o caso dos conjuntos PV, será a tensão de circuito aberto do conjunto e para o ponto de conexão a própria tensão da rede.

$$R_{14,15} = \frac{V_{Máx}}{0,01} \quad (4.1)$$

Como pode ser visto na Figura 45, tanto os circuitos de sensoriamento de tensão quanto os de corrente utilizam dois estágios com amplificadores operacionais. O primeiro estágio é utilizado como um amplificador inversor e o segundo estágio como ajuste externo de nível CC e inversão. Os dois estágios podem ser vistos separadamente nas Figura 46 (a) e (b), respectivamente.

Figura 46 - Amplificadores operacionais: (a) ajuste de amplitude e inversão do sinal e (b) ajuste de *offset* e inversão do sinal.



Fonte: Próprio autor.

O cálculo dos amplificadores operacionais com a função de ganho inversor é apresentado na equação (4.2), sendo R_3 uma resistência variável para ajuste da amplitude de saída.

$$v_{out} = -\frac{R_2 + R_{3x}}{R_1} \times v_{in} \quad (4.2)$$

Para a realização do ajuste de nível CC e de inversão, deve-se utilizar a equação (4.3), onde R_4 corresponde a uma resistência variável e $R_1 = R_2$ para que não haja ganho neste estágio.

$$v_{out} = -\frac{R_2}{R_1} \times v_{in} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \left(1 - \frac{R_{4x}}{R_4}\right) \times v_{cc} \quad (4.3)$$

Os valores dos resistores utilizados no circuito da Figura 46 são apresentados na Tabela 12.

Tabela 12 – Valores comerciais dos resistores utilizados no circuito de sensoriamento da Figura 46.

Componentes	Valores	Componentes	Valores
R1 (Trimpot)	5 k Ω	R10	10 k Ω
R2	1 k Ω	R11	3,3 k Ω
R3	10 k Ω	R12	10 k Ω
R4	3,3 k Ω	R13	350 Ω
R5	10 k Ω	R14	22 k Ω
R6	10 k Ω	R15	-
R7 (Trimpot)	5 k Ω	R16	10 k Ω
R8 (Trimpot)	5 k Ω	R17 (Trimpot)	5 k Ω
R9	1 k Ω		

4.1.4. Sistema de controle utilizando dSPACE

O sistema de controle foi desenvolvido utilizando o controlador dSPACE[®] DS1104 (Figura 47). Ele permite uma interface em tempo real com o protótipo. O modelo do controlador foi desenvolvido através de diagrama de blocos do Simulink[®], sendo gerado o código do modelo via Simulink[®] Coder[™].

Figura 47 - Placa de controle dSPACE® DS1104



Fonte: Página do fabricante dSPACE.¹

O diagrama de blocos do sistema de controle é apresentado na Figura 48. Sua composição é semelhante ao modelo utilizado na simulação (Figura 24), porém, alguns ajustes foram necessários para seu funcionamento em tempo real. Foram implementados filtros digitais nas oito entradas analógico-digitais (AD) para o tratamento digital de ruídos provenientes do protótipo e o uso dos blocos *rate transition* que permitiram a integração de sinais com diferentes taxas amostrais.

Os filtros utilizados para as amostras de tensão e corrente dos arranjos PV são passa-baixa de primeira ordem com frequência de corte em 0,6 Hz. Esta frequência foi utilizada para permitir a passagem somente do valor médio do sinal. O método de discretização utilizado foi o *zero-order hold*. No controlador dSPACE, a frequência de amostragem dos sinais foi de 6,25 kHz, sendo que para os cálculos de MPPT e atuação do *droop* realizou-se uma transição dessa taxa de amostragem para 6,25 Hz, respeitando a frequência de corte dos filtros digitais e a dinâmica necessária para o bom desempenho do rastreamento de MPP.

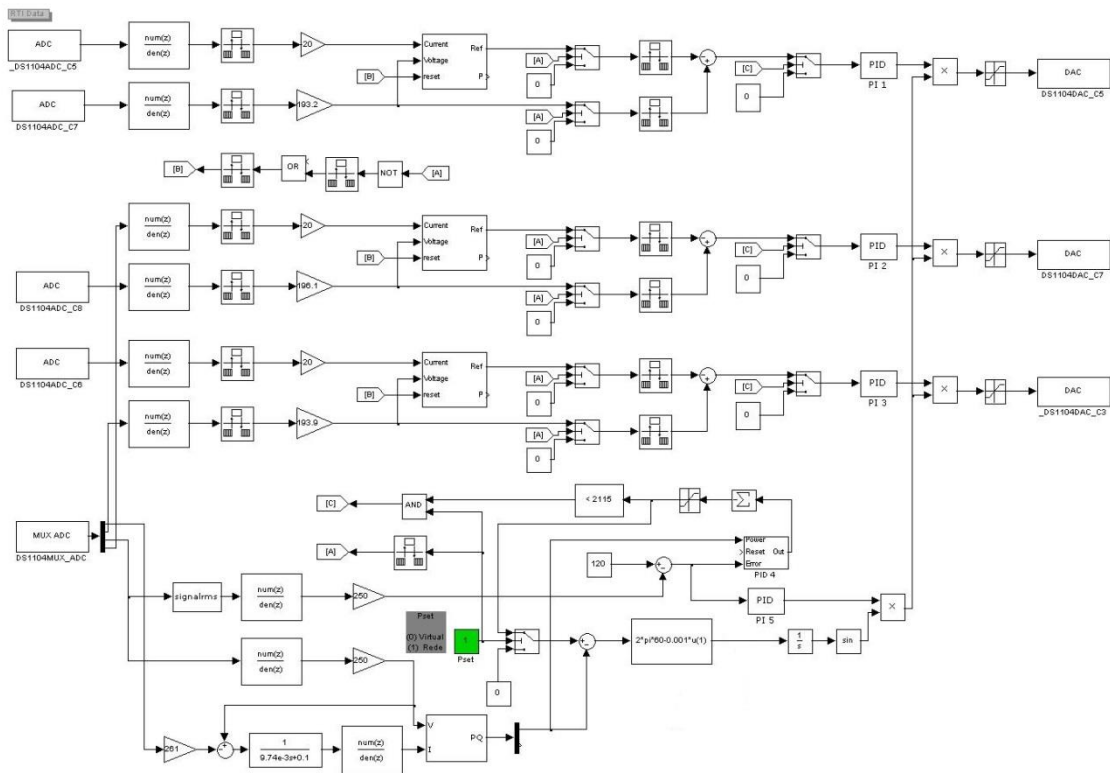
Diferentemente do modelo de simulação, foram inseridos blocos de ganho para ajustar os valores de amplitude provenientes dos canais AD. O sistema de controle apresenta 3 saídas digital-analógicas (DA) contendo as modulantes que serão utilizadas para a realização do PS-PWM. Não foi possível utilizar as portas PWM do controlador DS1104, pois

¹ Disponível em: <<https://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/singbord/ds1104.cfm>>. Acesso em : 11 fev. 2020.

para a modulação PS-PWM é necessário que as portadoras sejam defasadas em 60 graus entre si.

Antes da modulação, estes sinais passam por um circuito de condicionamento de sinais que visa ajustar ganhos e níveis CC de forma que possam ser lidos nos canais AD do processador que gerará os pulsos de chaveamento.

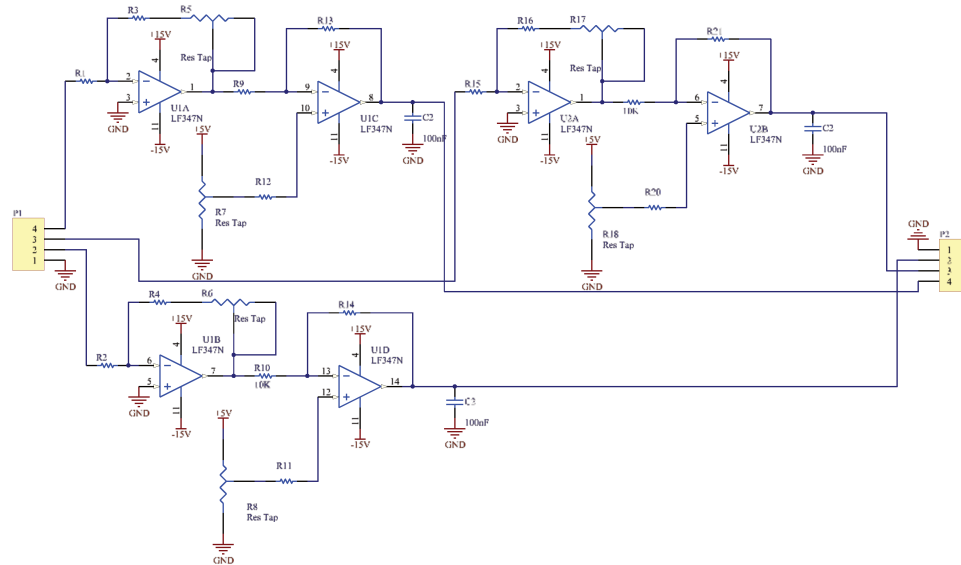
Figura 48 - Sistema de controle do sistema fotovoltaico com conexão à rede elétrica.



Fonte: Próprio autor.

4.1.5. Condicionamento das modulantes

A porta DA do dSPACE fornece os sinais delimitados entre +10 V e -10 V enquanto que as portas AD do processador que gerará o PS-PWM recebem sinais delimitados entre 0 V e 3,3 V. Desta forma, foi necessário condicionar os três sinais modulantes provenientes do controlador dSPACE. Assim como nos circuitos de sensoriamento, foram utilizados amplificadores operacionais LF347 para realizarem as operações de ganho e de ajuste de nível CC. Os circuitos implementados podem ser vistos na Figura 49. Para calcular os elementos resistivos são utilizadas as equações (4.2) e (4.3).

Figura 49 - Circuito de amplificação e *offset* das modulantes.

Fonte: Próprio autor.

Os valores comerciais dos resistores utilizados no circuito de condicionamento da Figura 49 são apresentados na Tabela 13.

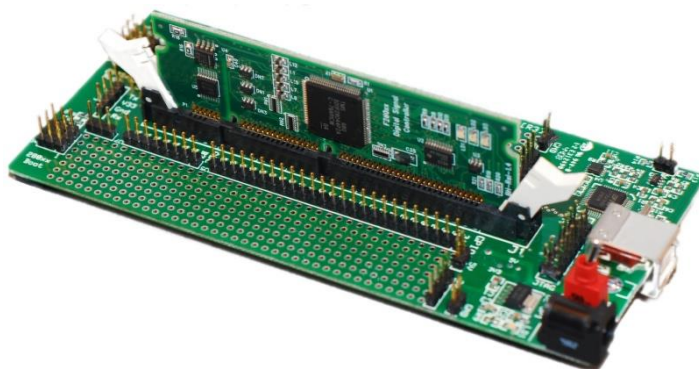
Tabela 13 – Valores comerciais utilizados no circuito de condicionamento das modulantes.

Componentes	Valores	Componentes	Valores
R1	10 k Ω	R12	10 k Ω
R2	10 k Ω	R13	10 k Ω
R3	1 k Ω	R14	10 k Ω
R4	1 k Ω	R15	10 Ω
R5 (Trimpot)	10 k Ω	R16	1 k Ω
R6 (Trimpot)	10 k Ω	R17 (Trimpot)	10 k Ω
R7 (Trimpot)	5 k Ω	R18 (Trimpot)	5 k Ω
R8 (Trimpot)	5 k Ω	R19	k Ω
R9	1 k Ω	R20	10 k Ω
R10	10 k Ω	R21	10 k Ω
R11	10 k Ω		

4.1.6. Modulação PS-PWM

Para a realização do PS-PWM foram adicionadas duas etapas. Primeiramente se realiza parte da modulação em um processador digital de sinais e posteriormente realiza-se a geração de pulsos complementares através de um circuito em hardware. O processador digital de sinais utilizado foi o kit experimental DSP TMS320F2808 (Figura 50).

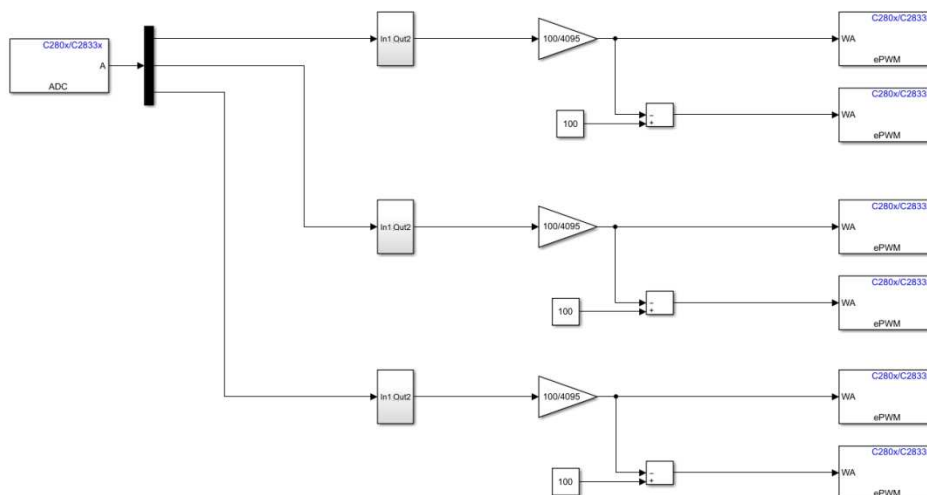
Figura 50 - DSP TMS320F2808 utilizado na realização do PS-PWM.



Fonte: Página do fabricante Texas Instruments.²

O controlador DSP permite sua programação através de blocos do Simulink[®] e é realizada a compilação do código através do *software* Code Composer Studio[®]. Os blocos utilizados para a geração do chaveamento são apresentados na Figura 51. As três portas AD são apresentadas em formato multiplexado e tem por função converter o sinal analógico amostrado em um digital de 12 bits. Os blocos de ganho apresentados no diagrama ajustam a amplitude das modulantes e os pulsos para a modulação PS-PWM são gerados através dos seis blocos ePWM. Além das comparações entre portadoras e modulantes, é nos blocos ePWM que são impostos às portadoras os defasamentos necessários para o PS-PWM. As três modulantes geradas pelo controlador dSPACE foram amostradas pelo DSP a uma frequência de amostragem de 6 kHz. Internamente, para a geração dos pulsos, as modulantes foram comparadas com portadoras triangulares com frequência de 2,5 kHz.

Figura 51 - Diagrama de blocos do PWM-PS.

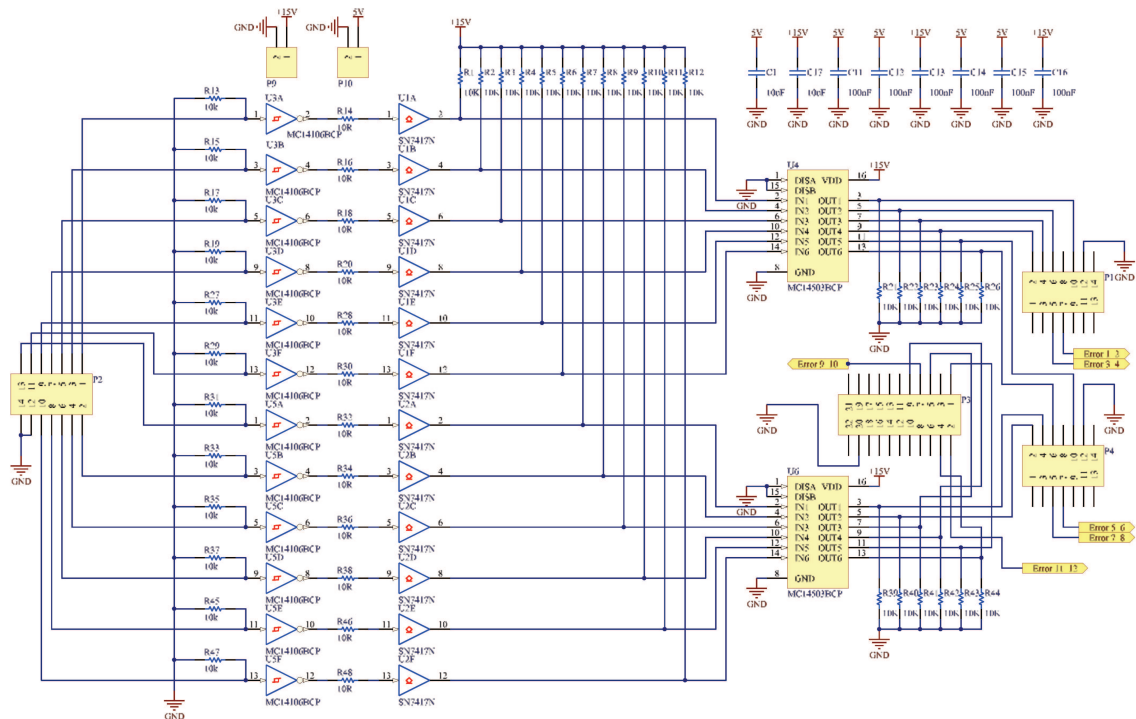


Fonte: Próprio autor.

² Disponível em: <<http://www.ti.com/tool/TMDSDOCK2808>>. Acesso em: 11 fev. 2020.

O SN1417N tem por objetivo converter o nível de tensão dos pulsos de TTL para CMOS e por se tratar de um componente com saída em coletor-aberto, ele é seguido de um circuito resistivo de *pull-up*. Finalmente, utiliza-se o *buffer* de três estados MC14503B, que permite acionar e desligar os pulsos. Sua funcionalidade de terceiro estado encontra-se inoperante no protótipo atual, todavia, será de suma importância caso o controle seja completamente embarcado e caso as fontes auxiliares sejam alimentadas pelos próprios arranjos PV.

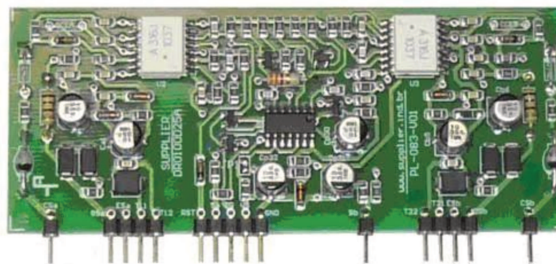
Figura 53 - Circuito de condicionamento para os sinais PWM.



Fonte: Próprio autor.

O *gate-driver* utilizado é o DRO100D25A da Supplier para ambos os inversores. Ele é um *driver* isolado de dois canais que pode comandar transistores MOSFET ou IGBT com tensão de bloqueio de até 1200 V e operar com uma de frequência de até 100 kHz (Figura 54).

Figura 54 - *Gate-driver* DRO100D25A da Supplier.



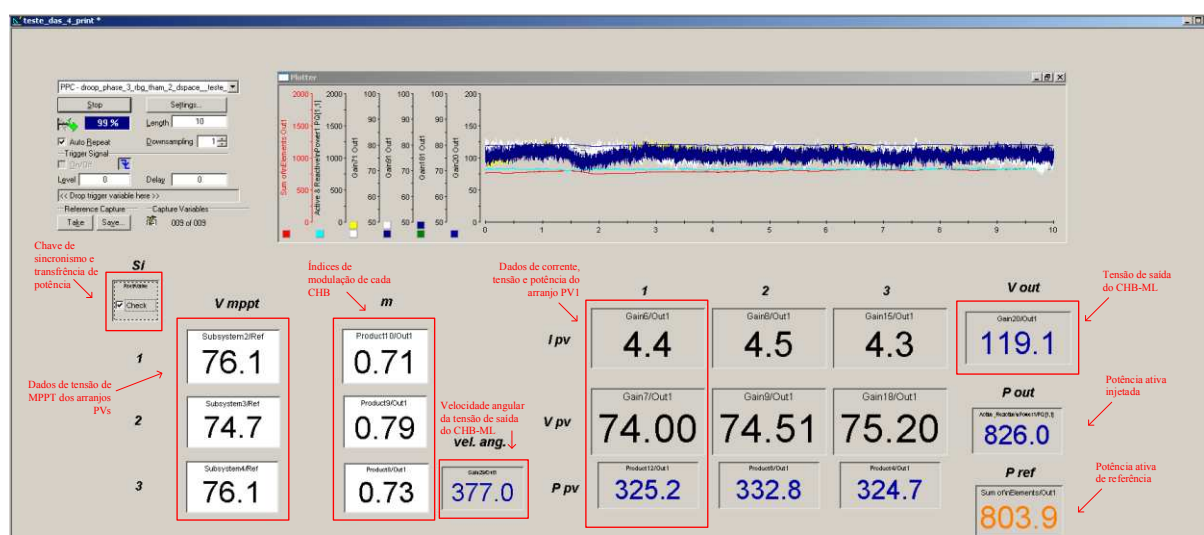
Fonte: Página do fabricante Supplier.³

³ Disponível em: <<http://www.supplier.ind.br/produto/igbt--mosfet-drivers/18/dual-isolated-gate-driver/142>>. Acesso em: 11 fev. 2020.

4.1.7. Interface gráfica de operação do sistema.

Para facilitar a operação do sistema, desenvolveu-se uma interface gráfica no simulador ControlDesk Developer®. Conforme Figura 55, tal interface permite o usuário interferir em algumas ações de controle e monitorar as principais grandezas elétricas do sistema. Através do botão denominado “Si”, é possível acionar o sincronismo da tensão do conversor com a rede elétrica e também o iniciar a injeção de potência na rede elétrica. Como se pode verificar na Figura 55, nas caixas brancas são apresentados os valores de tensão fornecidos pelos algoritmos de MPPT e os índices de modulação (m) para cada arranjo PV. Nas caixas em cinza, podem ser observados os parâmetros de operação de cada arranjo PV e da rede elétrica. É também apresentado o valor da velocidade angular da tensão da saída do conversor fornecida pelo controlador *droop*.

Figura 55 - Interface gráfica do sistema PV com conexão à rede elétrica.



Fonte: Próprio autor.

4.2. Resultados experimentais para diferentes cenários de irradiância

Com o intuito de verificar o comportamento do sistema de controle, foram colhidos resultados experimentais em diferentes cenários de irradiância, sombreamentos totais e parciais. Todos os resultados experimentais apresentados foram obtidos de respostas às variações naturais de irradiação.

Os dois primeiros resultados apresentam o comportamento de tensão e corrente em regime permanente para o cenário em que não ocorre variação de irradiância. O segundo cenário apresenta o regime transitório em que ocorre a variação de baixa para alta irradiância.

O terceiro cenário apresenta a situação inversa à anterior, ou seja, o transitório de uma alta para uma baixa irradiância.

Os experimentos para sombreamento parcial de um ou dois conjuntos PV são apresentados nos cenários quatro e cinco. O sombreamento total de um ou dois conjuntos PV são apresentados nos cenários seis e sete.

Os dados de corrente que serão apresentados foram registrados através do osciloscópio modelo DSOX3034A da Keysight Technologies[®]. Já os dados de potência ativa, tensão de saída e tensão dos conjuntos PVs foram registrados através da placa de aquisição do controlador dSPACE.

As medidas de temperatura nos conjuntos PVs foram obtidas utilizando um multímetro Fluke[®] modelo 179 com uma sonda termopar Tipo K. As medidas de irradiância foram colhidas fazendo-se uso da estação meteorológica Davis[®] modelo Vantage Pro 2 instalada próxima aos conjuntos PVs.

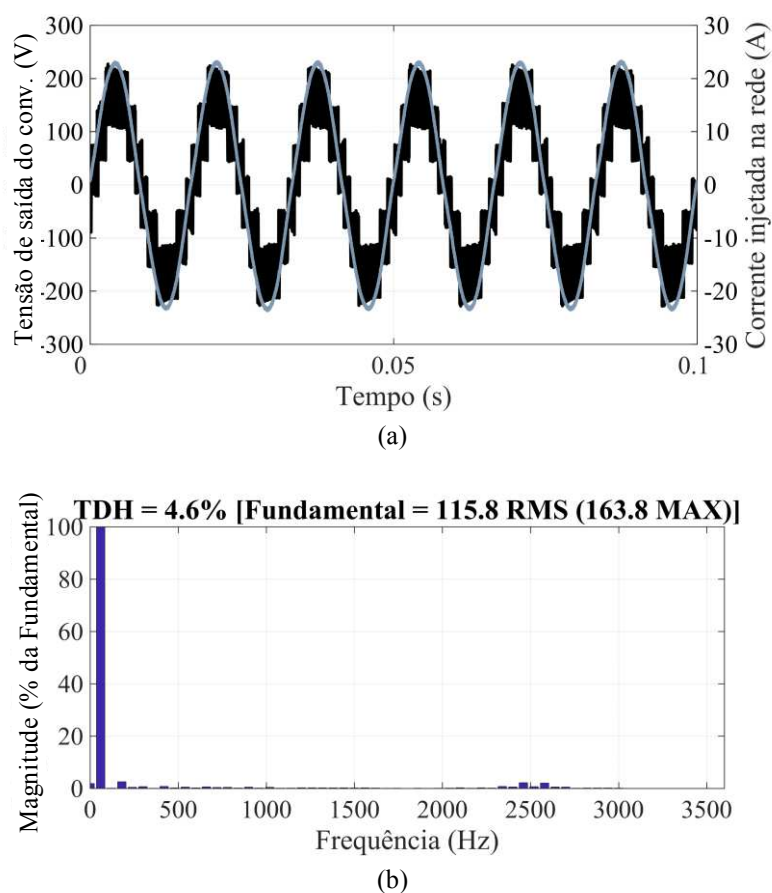
4.2.1. Cenário 1: Regime permanente com alta irradiância (1100 W/m²) e com baixa irradiância (300 W/m²).

Este cenário apresenta o comportamento das formas de onda de tensão e corrente para um valor de irradiância de 1100 W/m², que podem ser vistas na Figura 56(a). A Figura 56(b) apresenta o espectro de frequência para a forma de onda de tensão, cujo valor de TDH é de 4,6 %. O valor da tensão de saída do inversor foi regulado para 120 V_{RMS}, pois este era o valor no ponto de conexão com a rede elétrica. A temperatura dos PVs no instante de medição era de aproximadamente 60 °C. A corrente eficaz na saída do inversor é de 14,3 A_{RMS}, obtendo uma potência total inserida na rede elétrica de 1.628 W.

Conforme Figura 56(b), observa-se que o espectro harmônico contém componentes múltiplas da frequência fundamental e foi limitado para apresentar até a quinquagésima componente. Como consequência da frequência das portadoras, observam-se componentes harmônicas próximas a 2,5kHz. Caso o sinal seja analisado para um espectro ainda maior, também estarão presentes outras componentes múltiplas de 2,5kHz, resultado da composição da tensão de saída a partir dos estágios inversores. Uma das propriedades da modulação PS-PWM aplicada em inversor multiníveis é que a tensão de saída se apresenta com uma frequência de comutação cujo valor é o produto entre o número de módulos e a

frequência de chaveamento individual (portadora). No entanto isso só ocorre se todos os módulos utilizam uma mesma modulante. Caso as modulantes sejam diferentes, em amplitude ou fase, o cancelamento não é pleno e resulta na presença de componentes espectrais na frequência de comutação individual [51]. A TDH presente na rede varia entre 3% a 5% sem a injeção de potência.

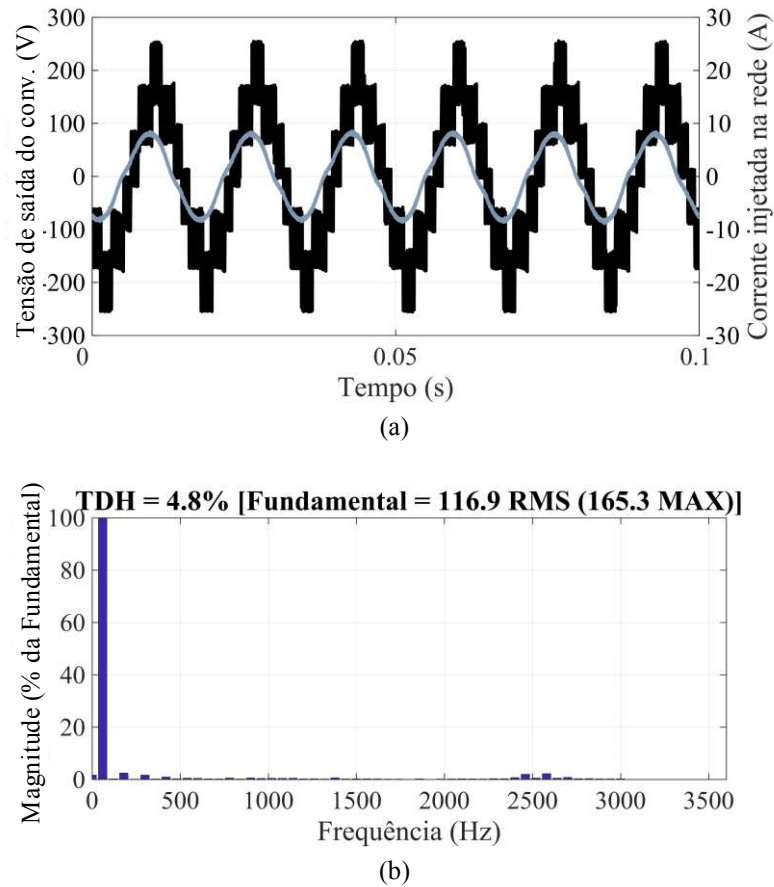
Figura 56 - Cenário 1: Alta irradiância: (a) Formas de onda da tensão na saída do conversor e corrente no ponto de conexão com a rede elétrica; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.



Fonte: Próprio autor.

A seguir são apresentados os resultados para uma irradiância de 300 W/m^2 . A Figura 57 apresenta as formas de onda de tensão e corrente de saída do conversor e o espectro de frequência e TDH da tensão de saída, sendo o TDH de 4,8 %. Estes resultados foram obtidos com a temperatura de aproximadamente 45°C nos conjuntos PVs. O valor eficaz da corrente de saída do conversor é de $5,6 \text{ A}_{\text{RMS}}$, obtendo uma potência fornecida para a rede elétrica de 569 W.

Figura 57 - Cenário 1: Baixa irradiância: (a) Formas de onda da tensão na saída do conversor e corrente no ponto de conexão com a rede elétrica; (b) Espectro de frequência da tensão de saída do conversor.



Fonte: Próprio autor.

A Tabela 14 apresenta os parâmetros deste cenário para as duas irradiâncias avaliadas. Os valores de tensão nos conjuntos PVs (V_{P1} , V_{P2} e V_{P3}) para a alta irradiância estão com valores no MPP bem abaixo do apresentado pelo fabricante nas condições padrão de testes (STC - *Standard test conditions*), isto devido à elevada temperatura dos conjuntos PVs. Para o exemplo com baixa irradiância, a temperatura de operação dos PVs tem pequena elevação comparada com a anterior, obtendo assim pequena variação da tensão de MPP. Os índices de modulação (m_1 , m_2 e m_3) para cada irradiância, se apresentam com valores semelhantes entre si devido à similaridade da irradiância para os três conjuntos PVs.

Tabela 14 – Comparação entre parâmetros em regime permanente para alta e baixa irradiância.

	$P_{\text{máx}} = 1100 \text{ W/m}^2$	$P_{\text{min}} = 300 \text{ W/m}^2$
T	~60 °C	~45 °C
V_{P1}	68,6 V	82,5 V
V_{P2}	68,9 V	82,8 V
V_{P3}	68,4 V	83,3 V
I_{P1}	8,7 A	2,6 A
I_{P2}	8,9 A	2,6 A

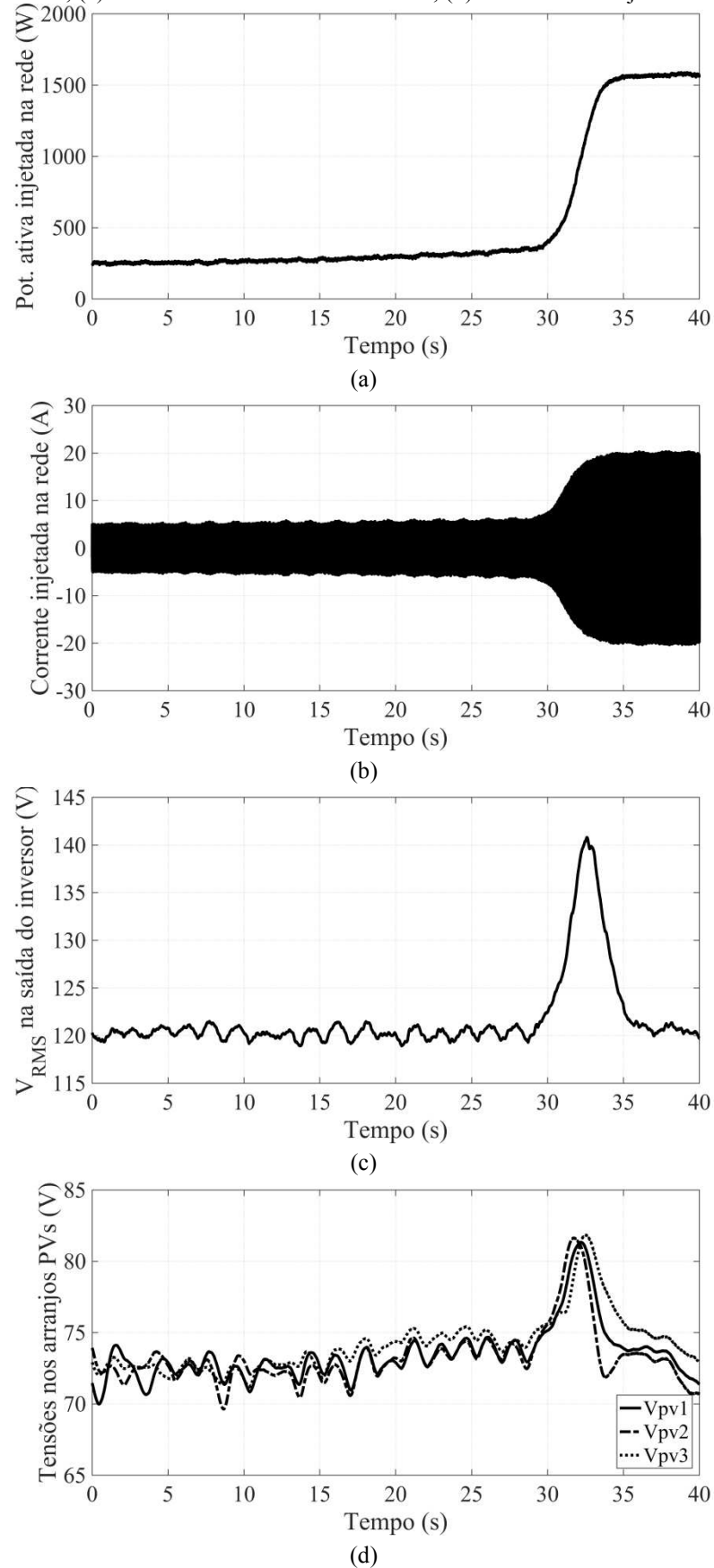
I_{P3}	8,8 A	2,4 A
V_{OUT}	120 V _{RMS}	120 V _{RMS}
I_{OUT}	14,3 A _{RMS}	5,6 A _{RMS}
P_{P1}	600,2 W	214,7 W
P_{P2}	614,3 W	213,1 W
P_{P3}	598,4 W	200,2 W
P_{OUT}	1.628 W	569 W
m_1	0,83	0,68
m_2	0,88	0,72
m_3	0,87	0,68

4.2.2. Cenário 2: Variação de baixa para alta irradiância (297 W/m² para 1067 W/m²)

Este cenário apresenta resultados cujo foco principal é apresentar o comportamento do sistema de controle mediante a condição de variação de baixa para alta irradiância para todos os conjuntos PVs (~50 °C). Estes resultados foram colhidos em um momento de sombreamento natural e a partir do tempo 30 s ocorre rapidamente o desanuviamento. Como pode ser evidenciado na Figura 58(a) a retirada das nuvens não ocorre instantaneamente, mas com uma pequena e gradual elevação da irradiância sobre os conjuntos PVs. No intervalo dos 30 segundos iniciais, observa-se uma pequena elevação da transferência de potência ativa de 255 W para 345 W. Na Figura 58(d) também se observa uma sensível elevação no valor médio das tensões durante os primeiros 30 segundos, reflexo do aumento moderado de irradiação.

Na Figura 58(a) pode ser visto que no intervalo de 30 s a 35 s ocorre o transitório de transmissão de potência ativa. O valor de potência no instante de 30 s era de 345 W e, após a transição, passou a ser de 1560 W. A Figura 58(b) apresenta a envoltória da corrente elétrica. Antes do desanuviamento total a corrente era de 3,9 A_{RMS} e após foi de 13,9 A_{RMS}. A variação da tensão eficaz na saída do conversor é apresentada na Figura 58(c), onde pode ser visto que ocorre um pico de tensão de 140,7 V_{RMS} durante o intervalo transitório especificado. Observa-se também, conforme Figura 58(d), que durante a elevação de irradiância, ocorre aumento considerável da tensão dos painéis e consequentemente da tensão de saída (Figura 58(c)). As tensões são reguladas a partir da ação do controlador que determina o aumento imediato da referência de potência transmitida. A Figura 58(d) apresenta a variação de tensão nos conjuntos PVs. Pode-se notar que a elevação da irradiância reflete na elevação instantânea da tensão PV, que reflete na tensão da saída do conversor.

Figura 58 - Formas de onda do cenário 2: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.



Fonte: Próprio autor.

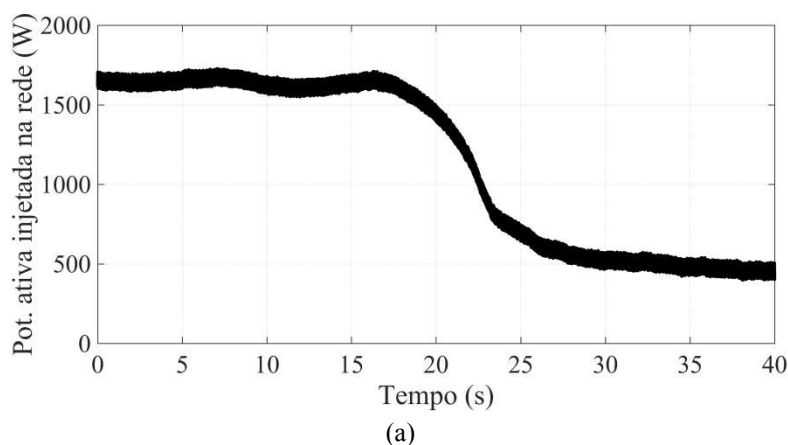
4.2.3. Cenário 3: Variação de alta para baixa irradiância (1250 W/m^2 para 487 W/m^2)

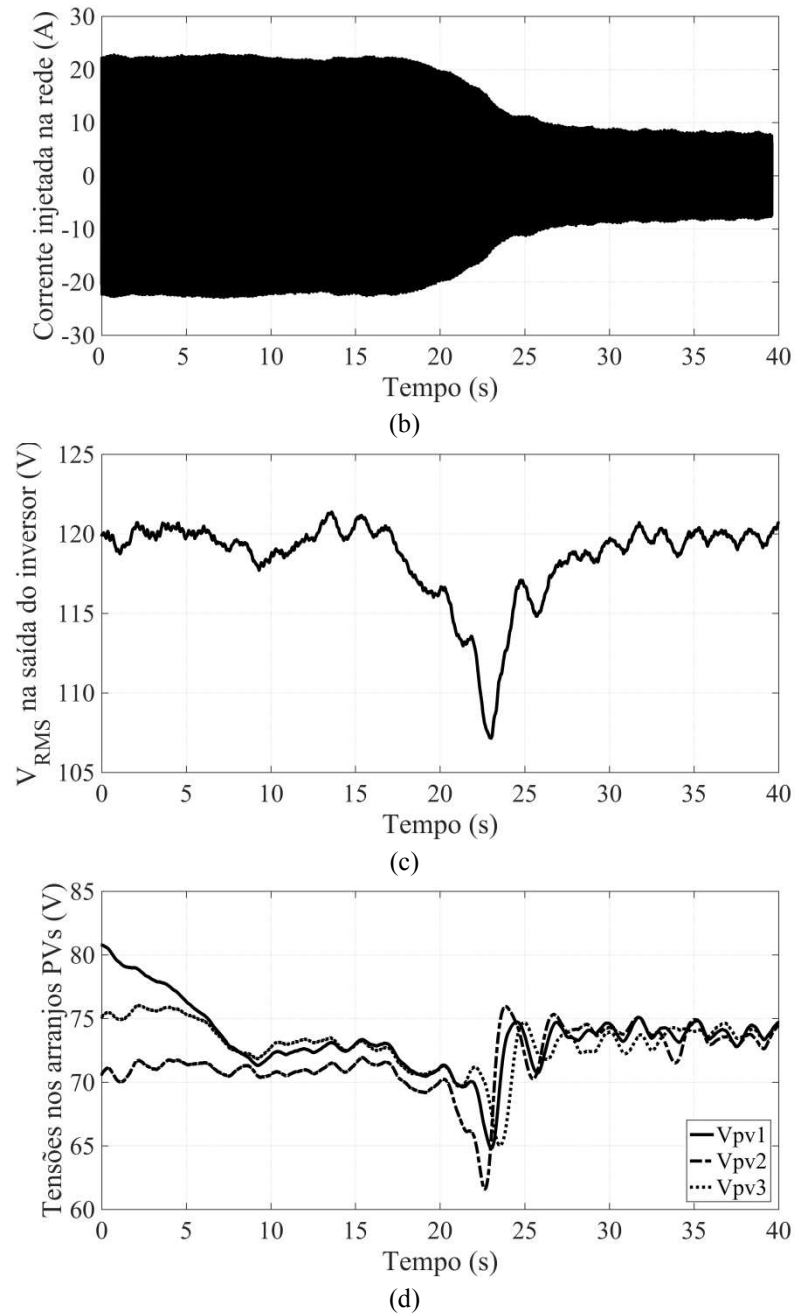
Este cenário apresenta a variação de uma elevada irradiância (1250 W/m^2) para um valor mais baixo (487 W/m^2), ou seja, a transição de céu claro sobre os PVs para o sombreamento completo dos mesmos. Nessa condição, a temperatura nos conjuntos PVs era de aproximadamente 57°C .

A variação de potência ativa transmitida pelo conversor pode ser vista na Figura 59(a). A potência ativa transmitida antes da transição era de aproximadamente 1655 W no tempo de 17 s . Após o transitório e o restabelecimento da tensão nominal (Figura 59(c)) em 31 s a potência passa a ser de aproximadamente 522 W .

A Figura 59(d) apresenta os valores de tensão para os conjuntos PVs. Nota-se que durante os 10 segundos iniciais, os valores de tensão ainda não haviam encontrado o MPP em virtude de uma variação de irradiação anterior dada por uma rápida passagem de nuvens esparsas. Este sombreamento parcial havia afetado principalmente os conjuntos PV1 e PV3. A Figura 59(b) apresenta a envoltória da corrente transmitida para rede elétrica. Para o valor de irradiância de 1250 W/m^2 , a corrente eficaz injetada foi de $15,5 \text{ A}$ e para o valor de irradiância de 487 W/m^2 , a corrente eficaz foi de $5,9 \text{ A}$.

Figura 59 - Formas de onda do cenário 3: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.





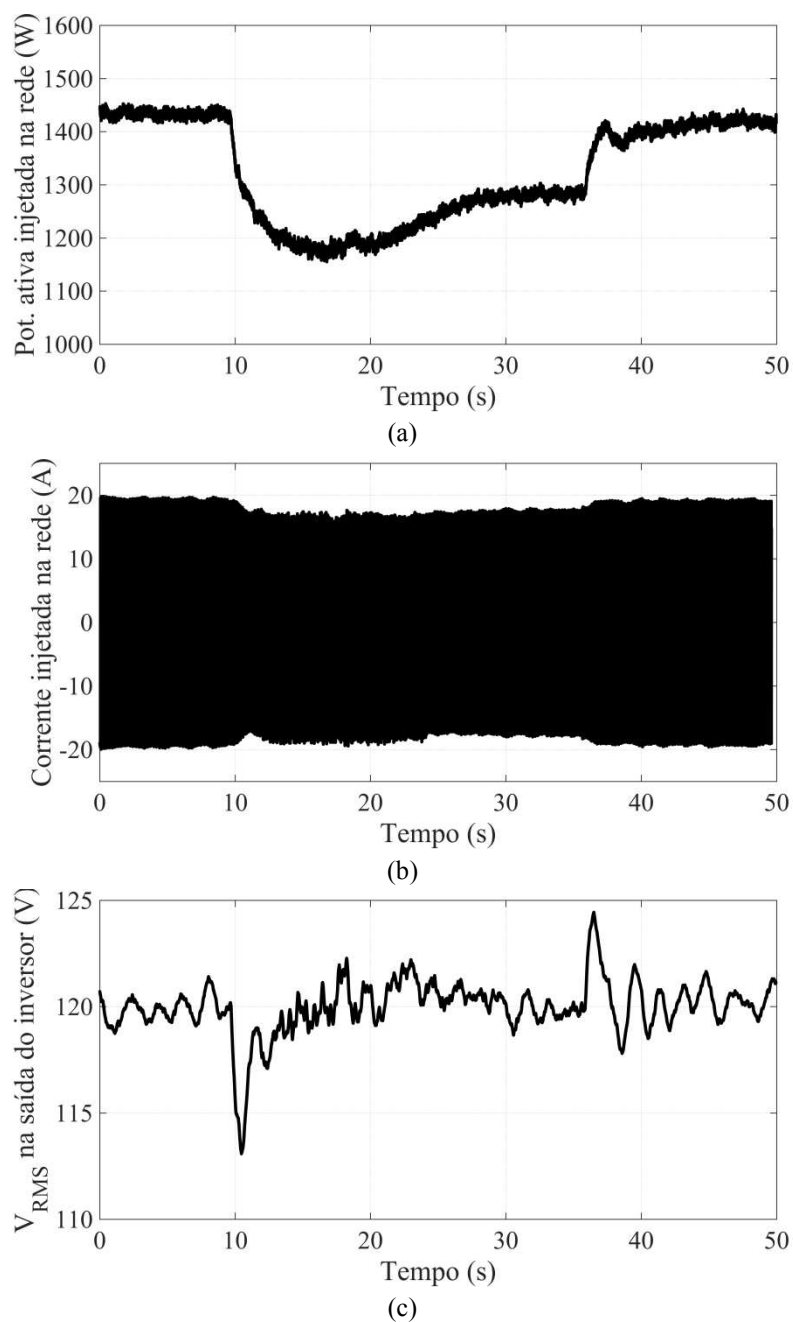
Fonte: Próprio autor.

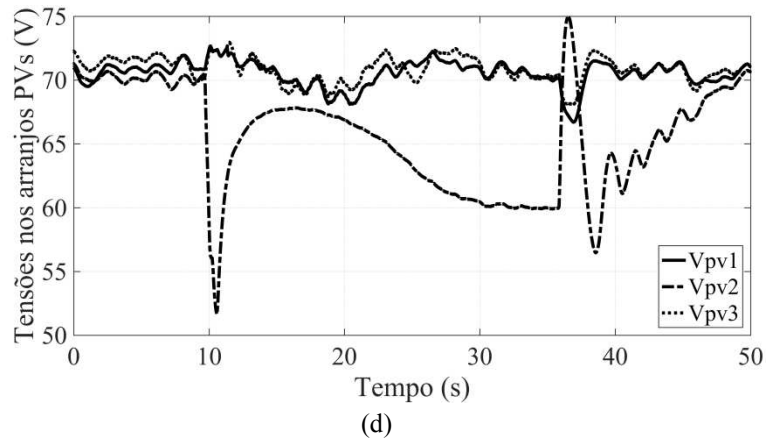
4.2.4. Cenário 4: alta irradiância com sombreamento parcial de um conjunto PV (1027 W/m^2)

Este cenário apresenta o experimento referente à inserção de um PS sobre um conjunto PV. Uma placa de papel cartão foi utilizada para cobrir simultaneamente metade da área de dois painéis PVs que compõem o conjunto PV2. Os efeitos do PS podem ser observados a partir do instante de 10 s da Figura 60. No instante do PS, a temperatura dos PVs era de aproximadamente 56°C . Inicialmente, antes do PS, sob uma irradiância de 1027 W/m^2 , o sistema PV fornecia para a rede elétrica aproximadamente 1437 W . Após o PS, a

potência ativa atinge o pico inferior de 1174 W e se estabiliza após a ação do MPPT em 1284 W, como pode ser visto na Figura 60(a). O PS é retirado no tempo de 36 s e a potência transmitida à rede retorna praticamente ao seu valor inicial. A envoltória de corrente para este cenário é apresentada na Figura 60(b), sendo que inicialmente a corrente estava em 13,7 A_{RMS} e sob PS estabilizou-se em 12,4 A_{RMS}.

Figura 60 - Formas de onda do cenário 4: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.





(d)
Fonte: Próprio autor.

A tensão de saída do conversor (Figura 60(c)) teve seu menor valor em $113 V_{RMS}$ no momento de introdução do PS e seu maior valor em $124 V_{RMS}$ logo após a retirada do sombreamento.

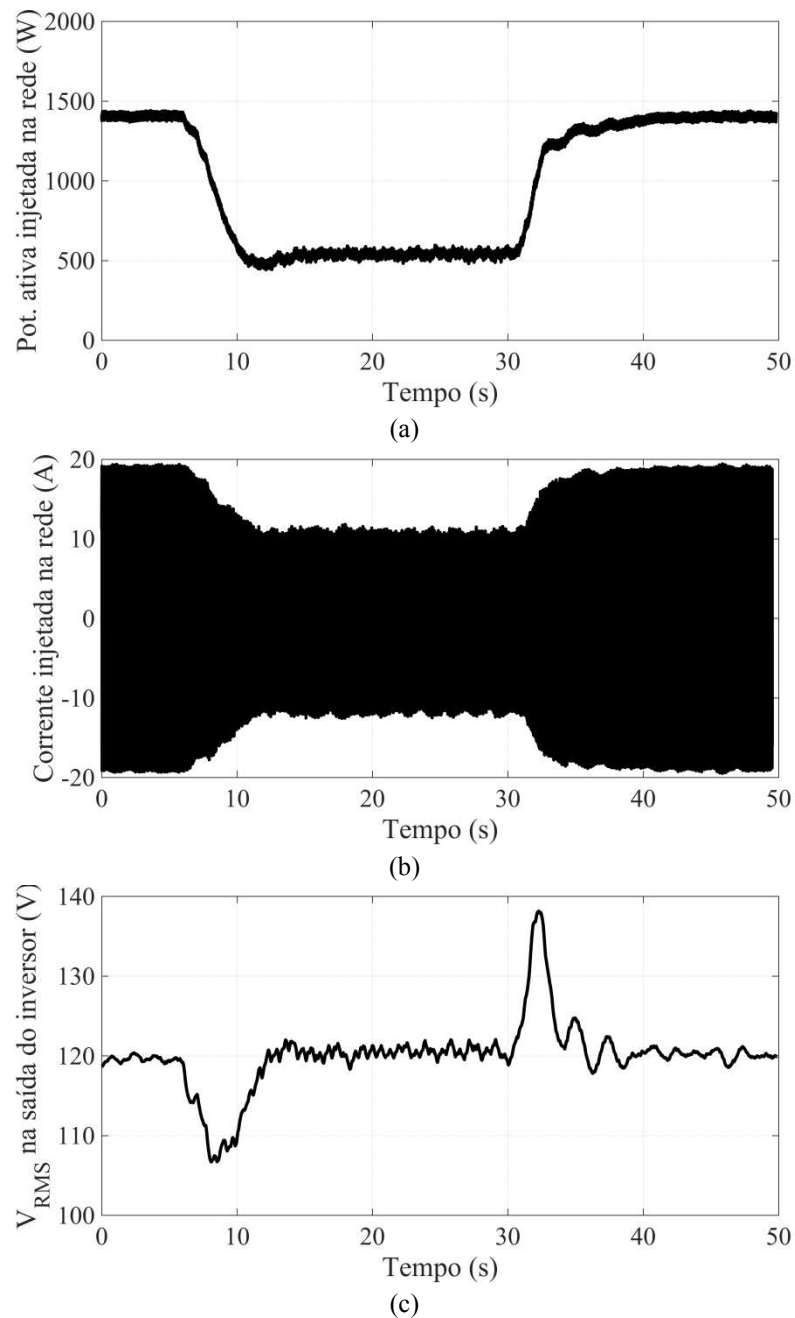
A Figura 60(d) apresenta as tensões dos conjuntos PVs. Neste caso é possível notar que no momento da introdução do PS a tensão do conjunto PV sombreado cai drasticamente para 52 V, o que ocasiona o afundamento de tensão da saída do conversor. A partir do afundamento, o sistema de controle atua diminuindo o ângulo de potência visando à redução da potência transmitida e consequente recuperação da tensão de PV2. Vale destacar que a recuperação da tensão do conjunto PV também auxilia no restabelecimento da tensão de saída. Após a rápida atuação do controle para evitar o afundamento permanente da tensão de PV2 ($t \approx 15$ s), torna-se evidente a ação do MPPT para atingir o novo ponto de máxima potência. No tempo de aproximadamente 33 s, o sistema encontra o novo MPP para os conjuntos PVs. No tempo de 36 s é então retirado o PS, ocorrendo um pico de tensão do conjunto PV2. Esse pico é também refletido na tensão de saída do inversor multiníveis, fazendo com que o controlador aumente a referência de potência a ser transmitida. As oscilações causadas a partir da retirada do PS são causadas devido o alto ganho do controlador que realimenta o erro na tensão de saída do conversor.

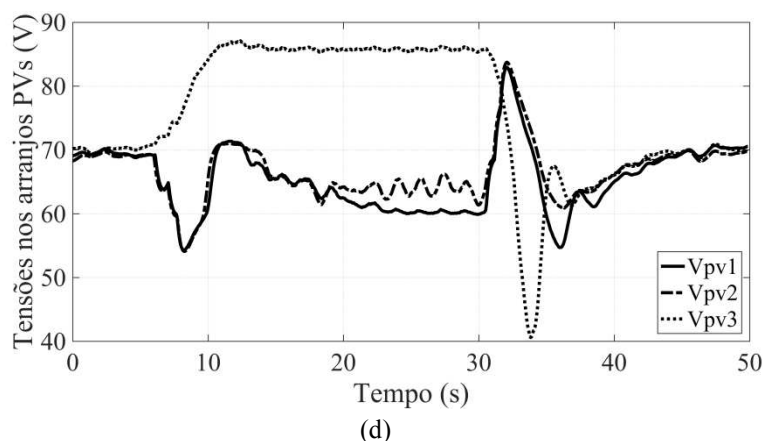
4.2.5. Cenário 5: alta irradiância com sombreamento parcial de dois conjuntos PV ($1005 W/m^2$)

Neste cenário, o sistema PV sofre o PS de dois conjuntos PVs, sendo que o sistema está operando sob uma irradiância de $1005 W/m^2$ e a temperatura dos PVs antes do sombreamento era de $53 ^\circ C$. Conforme Figura 61, os efeitos do PS são observados entre 6 s e

31 s. A Figura 61(a) apresenta o comportamento da potência ativa antes, durante e após o PS. Inicialmente, a potência era de 1410 W. Durante o sombreamento a potência se estabiliza em 540 W. Removendo-se o PS, a transmissão de potência é restabelecida para seu valor inicial. A corrente na saída do conversor é apresentada na Figura 61(b), sendo que, antes do PS o valor eficaz era de 13,5 A_{RMS} e durante o PS passa a ser de 7,4 A_{RMS}.

Figura 61 - Formas de onda do cenário 5: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.





Fonte: Próprio autor.

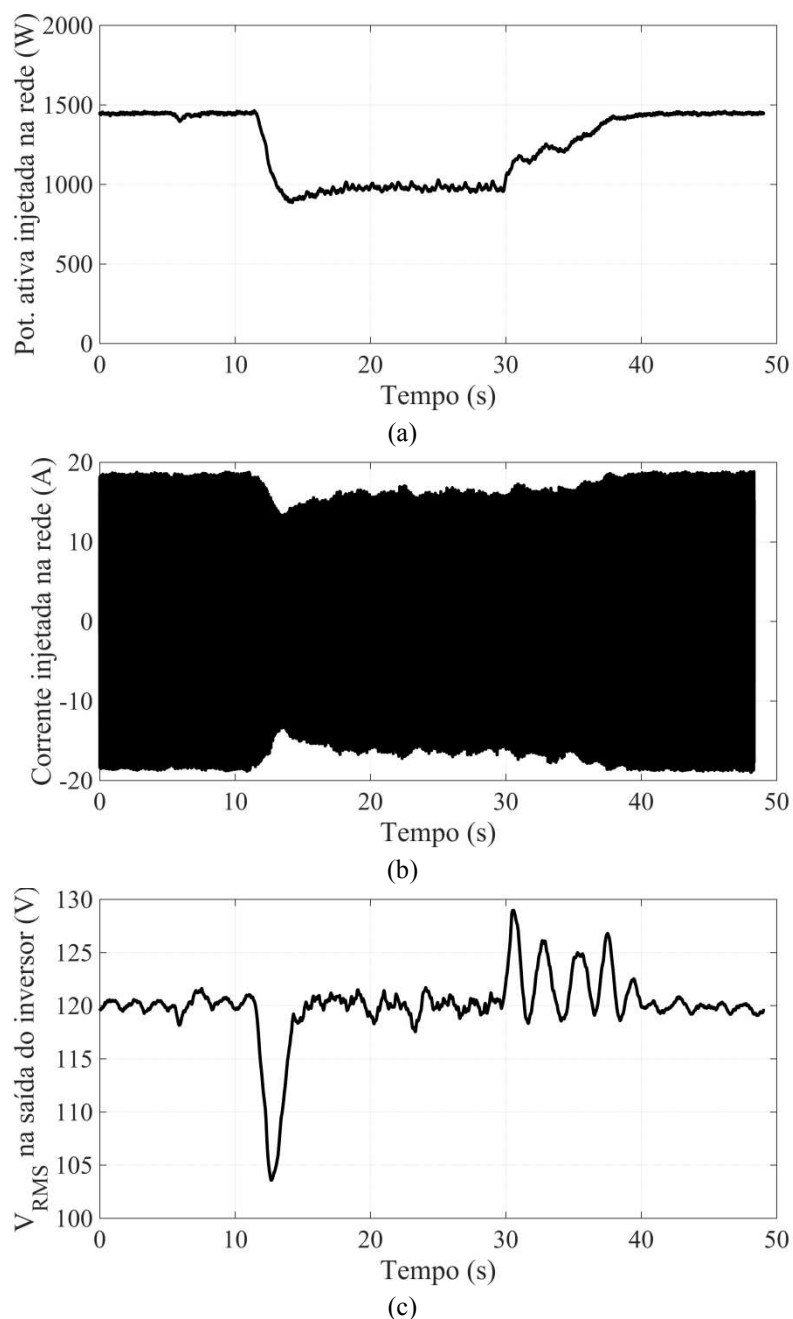
O valor eficaz da tensão de saída do conversor é mostrado na Figura 61(c), onde se tem uma tensão de 106 V na ocorrência da entrada do PS e 138 V na retirada do mesmo. Já a Figura 61(d) apresenta os valores de tensão CC dos conjuntos PVs. Com a entrada do PS, a tensão dos conjuntos sombreados é reduzida, afinal esses conjuntos não possuem potência disponível para atender a demanda neste instante. Esse afundamento é claramente refletido na tensão de saída do conversor, fazendo com que o controle diminua a transferência de potência e consequentemente provoque a elevação da tensão V_{pv3} do conjunto PV não sombreado. Como se verifica na Figura 61 (d), durante o PS o conjunto PV3 não é capaz de encontrar seu MPP, afinal o índice de modulação atingiu seu máximo valor a fim de manter a tensão de saída no valor de referência. Com a retirada do sombreamento, ocorre a elevação das tensões dos conjuntos PV1 e PV2, pois estes passam a ter um excedente instantâneo de potência. A elevação das tensões dos conjuntos PV provoca a consequente elevação da tensão de saída, provocando a realimentação de um erro positivo que atua no aumento da referência de potência e na aceleração da velocidade angular para aumento do ângulo de potência. Como o conjunto PV3 alimentava um inversor cujo índice de modulação estava no valor máximo permitido o aumento do ângulo de potência tem seu reflexo imediato neste conjunto, o que ocasiona seu abrupto afundamento. Após a ação dos algoritmos de MPPT e ajustes dos índices de modulação, os pontos de equilíbrio são novamente retomados.

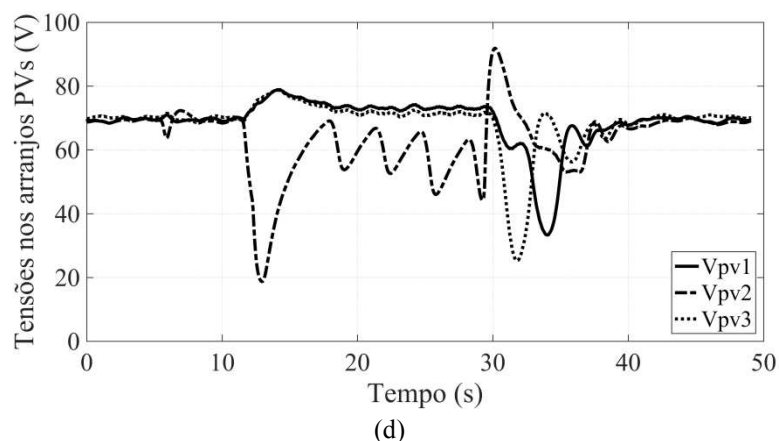
4.2.6. Cenário 6: alta irradiância com sombreamento total de um conjunto PV (~1164 W/m²)

O cenário a seguir apresenta os efeitos elétricos do sombreamento total de um conjunto PV estando inicialmente submetido a uma elevada irradiância de 1164 W/m². Para a realização dos testes, foi utilizada uma placa de papel cartão para cobrir o conjunto PV2 no

instante de 12 s e o sombreamento tem duração aproximada de 18 s. É apresentada na Figura 62(a) a potência ativa para o evento de sombreamento total. Anteriormente ao sombreamento, a potência era de 1445 W ($\sim 57^\circ\text{C}$). Com o sombreamento, a potência enviada para rede elétrica passa a ser de aproximadamente 970 W. A envoltória da corrente de saída do conversor é apresentada na Figura 62(b). A corrente eficaz antes do sombreamento era de 13,1 A_{RMS} e durante o sombreamento passa a ser de aproximadamente 11,5 A_{RMS}.

Figura 62 - Formas de onda do cenário 6: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.





(d)
Fonte: Próprio autor.

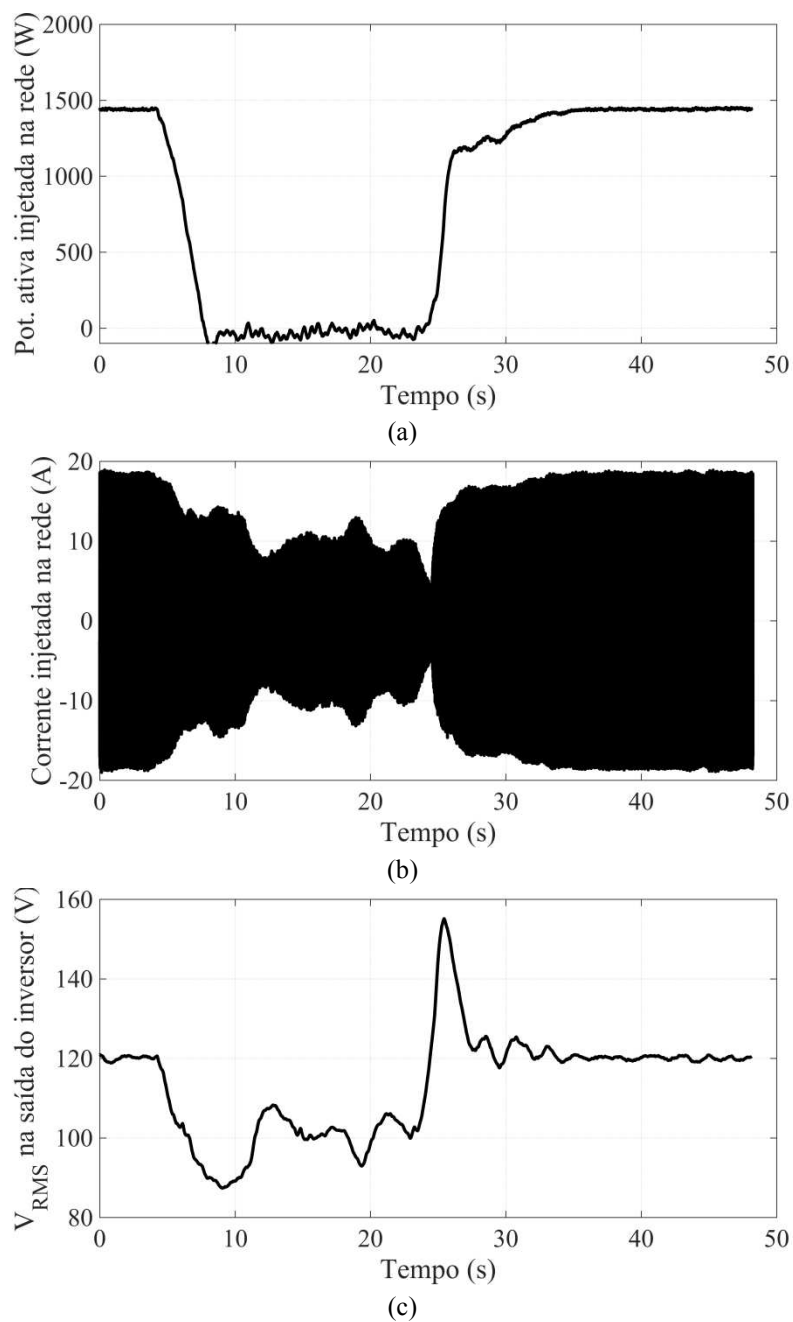
A tensão eficaz de saída do conversor é apresentada na Figura 62(c). Devido ao sombreamento total, o valor eficaz da tensão chega a 103 V. Este afundamento de tensão é causado pela queda súbita da tensão V_{pv2} (Figura 62(d)). Com o sombreamento do conjunto PV2, seu índice de modulação tende à zero. Devido à elevada capacitância no elo CC, observa-se uma flutuação de tensão, muito embora o conjunto esteja totalmente sombreado. Todavia, a cada momento que o sistema de controle tenta elevar o índice de modulação buscando a transferência de potência, a tensão do barramento em flutuação é zerada. Com a retirada do sombreamento, os elevados ganhos do controlador da tensão de saída ocasionam a oscilação na tensão observada na Figura 62(c), sendo que a mesma se equilibra após os painéis terem seus MPP rastreados.

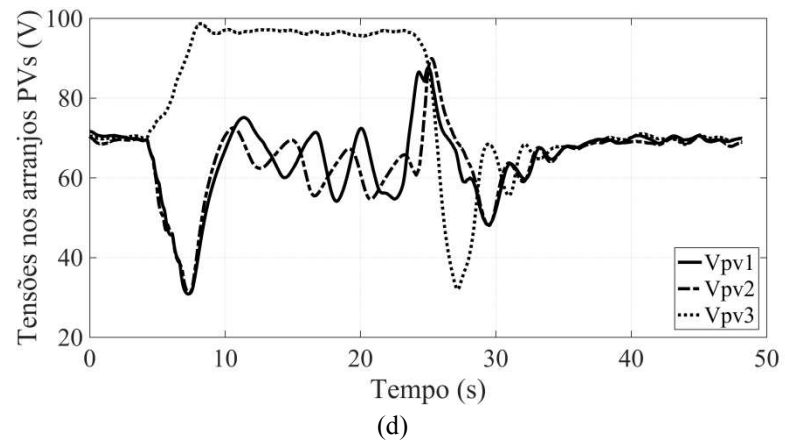
4.2.7. Cenário 7: alta irradiância com sombreamento total de dois conjuntos PVs (1164 W/m^2)

Foi realizado o teste para o sombreamento total de dois conjuntos PVs. A irradiância no momento do sombreamento era de 1164 W/m^2 e a temperatura dos PVs era de aproximadamente 57°C . No tempo de 4 s foi realizado o sombreamento, sendo o mesmo removido aos 25 s. De acordo com a Figura 63(a), o valor da potência transmitida sem sombreamento era de 1440 W e durante o sombreamento a potência transmitida foi reduzida a 0 W. A envoltória da corrente de saída do conversor é apresentada na Figura 63(b). Durante o sombreamento, a tensão do conversor se mantém inferior à tensão da rede, afinal a condição de sombreamento total de dois conjuntos PVs impede a disponibilidade de tensão necessária para regular a tensão de saída. O fato da tensão do conversor estar abaixo da tensão da rede resulta num fluxo de reativo. Por este motivo, se observa corrente diferente de zero no intervalo em que os conjuntos encontram-se sombreados. A Figura 63(c) apresenta a tensão

da saída do conversor. Nota-se que devido ao sombreamento de dois conjuntos PVs, não é possível manter a tensão de conexão com a rede elétrica. Os conjuntos PVs afetados pela anulação da irradiação têm suas tensões flutuando devido à capacitância presente nos elos CC enquanto que a tensão V_{PV3} se mantém próxima à tensão de circuito aberto.

Figura 63 - Formas de onda do cenário 7: (a) potência ativa injetada na rede CA; (b) corrente na saída do inversor; (c) tensão eficaz na saída do inversor; (d) tensões nos conjuntos PVs.





5. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

5.1. Conclusões

Este trabalho identificou no controlador *droop* uma possibilidade de simplificar os algoritmos de controle para se realizar conexão de inversores multiníveis com a rede CA. O fato de se ter um único estágio de processamento de potência dificultou o ajuste de dinâmicas entre o controle *droop*, a planta e a disponibilidade de potência instantânea nos painéis. Uma busca exaustiva por soluções foi travada a fim de manter a estabilidade do sistema durante as situações de variação brusca de irradiância. Vale-se mencionar que os cenários ensaiados buscaram avaliar situações extremas de variação de irradiância e sombreamento parcial.

Os resultados mostram que é possível utilizar um inversor multiníveis operando como fonte de tensão e controlado por curvas de decaimento para sincronismo, conexão e transferência de potência elétrica. Dispensa-se neste instante a redundância já explorada no texto com respeito à operação de controladores por curva de decaimento, valendo destacar que a simplicidade de implementação é seu ponto mais forte. É razoável ainda sugerir que a incompatibilidade entre dinâmicas não foi alvo de melhorias neste trabalho, ou seja, abre-se espaço para pesquisas que possam dimensionar sistemas com plantas cujas indutâncias de conexão sejam reduzidas e curvas de decaimento otimizadas para respostas mais aceleradas. É fato que apesar dessas melhorias serem possíveis, não tornarão o sistema compatível com a dinâmica dos conversores que operam com saídas como fonte de corrente. Fica neste ponto a solução proposta neste trabalho como uma alternativa frente aos desafios que este tipo de operação impõe quando se trabalha com inversores multiníveis.

Dentre os pontos de destaque da pesquisa, menciona-se em primeiro lugar a facilidade de sincronismo atingida com o uso do *droop*. Muito embora não se tenha dedicado tempo para avaliar o desempenho da técnica empregada, em nenhum dos inúmeros testes realizados registrou-se qualquer falha ou dificuldade que impedisse ou retardasse a coleta de resultados em decorrência do sincronismo com a rede elétrica. Inclusive, é razoável destacar que a técnica adotada dispensou a necessidade de sintonia de controladores, sendo robusta desde as primeiras simulações até os últimos testes experimentais.

Em se tratando dos cenários analisados, observou-se um desempenho bastante satisfatório por parte dos controladores nas condições em que ambos os arranjos fotovoltaicos

foram submetidos ao aumento de irradiância. Durante o período de transição da irradiância, observou-se que o transitório da corrente transmitida foi bastante suave e que, apesar do *overshoot*, o controle da tensão de saída atuou corretamente. Contudo, para o cenário em que ambos os arranjos fotovoltaicos foram submetidos à redução de irradiância observou-se que o controle da tensão de saída se torna ainda mais importante. Para essa condição, ocorre a redução considerável de energia disponível ao passo que o controle *droop* demora a reconhecer a mudança de ponto de operação. Tal comportamento pode levar os arranjos a operarem com correntes próximas às nominais de curto-circuito, ou seja, tensões tão baixas a ponto de comprometerem definitivamente a tensão de saída do inversor multiníveis.

É preciso salientar que os ganhos dos controladores foram escolhidos de forma a priorizar a regulação da tensão de saída em detrimento aos algoritmos de MPPT. Isso fica muito evidente nas condições em que dois arranjos são sombreados parcialmente. Neste caso, o arranjo não sombreado, que teoricamente tem o maior potencial energético no momento, deixa de operar no MPP para garantir que a tensão no ponto de conexão não seja comprometida. Deve-se mencionar que uma situação como essa está muito próxima do limite de operação do sistema, fato que pode ser confirmado pelo cenário em que dois arranjos são totalmente sombreados. Nessa última situação, apesar do painel não sombreado abrir mão do MPP, verifica-se que não há disponibilidade de energia nos arranjos sombreados para realizar a regulação da tensão de saída, ficando a mesma praticamente dependente da tensão do arranjo não sombreado.

Durante o levantamento bibliográfico para contextualização da pesquisa, observou-se que os principais trabalhos que aderem ao tema desta pesquisa apresentaram testes experimentais utilizando simuladores de arranjos fotovoltaicos ou plantas reais em situações de sombreamento parcial muito restritas ou de pouco impacto. Sendo assim, para os testes experimentais, optou-se por se utilizar uma planta real, na qual situações como a operação em elevadas temperaturas, mudanças reais de irradiância e a possibilidade de grandes áreas sombreadas foram exploradas. Ainda em comparação com outros trabalhos, a técnica de modulação empregada em conjunto com o inversor CHB-ML, resultou no valor esperado de TDH, inferior a 5%, tanto para situações de alta irradiância quanto para baixa irradiância.

5.2. Trabalhos futuros

Em cima do maior desafio encontrado no trabalho, abre-se a possibilidade de explorar técnicas de controle não-lineares ou meta-heurísticas com vistas ao melhor desempenho do controle de tensão de saída, ao mesmo tempo que se garanta o rastreamento do MPP dos diferentes arranjos fotovoltaicos. Técnicas de controle preditivo e técnicas de inteligência artificial baseadas em regras parecem ser uma boa escolha para a situação apontada.

Outro fato a ser considerado seria o uso de uma planta com indutância de conexão reduzida. Nessa condição, as respostas às perturbações impostas à planta seriam mais rápidas, reduzindo os períodos transitórios entre pontos de operação. Vale destacar que o uso de técnicas de controle mais apropriadas se tornaria essencial para tais situações, uma vez que teriam de lidar com variações na corrente maiores que as apresentadas neste trabalho.

Ainda se tratando da melhoria de desempenho, tanto da resposta da planta quanto da ação dos controladores, é bastante sugestivo utilizar simulação em tempo real, valendo-se de soluções de *hardware-in-the-loop* ou *software-in-the-loop*. Os tempos de simulação foram tão elevados, a ponto de serem considerados impraticáveis para avaliações de desempenho e sintonia de controladores. O uso de simulação em tempo real seria fundamental para que técnicas avançadas de aprendizado de máquina pudessem ser aplicadas. Assim, seria possível melhorar a sintonia dos controladores e operar a planta de forma otimizada.

Com respeito ao *hardware*, vê-se a necessidade de embarcar em DSP o controle previamente validado. Tal ação não só permitiria a integração do protótipo, o que extinguiria a interferência de ruídos nos sinais modulantes de referência, e abriria a possibilidade para se avaliar o desempenho dos controladores e algoritmos de MPPT com taxas de amostragem maiores.

Sob o ponto de vista de robustez do conversor, além das melhorias propostas para o desempenho dos sistemas de controle, é importante destacar que o mesmo deva ser resiliente a distúrbios da rede elétrica, ou seja, torna-se essencial que ele apresente *Low-Voltage Ride-Through Capability* (LVRT).

Visando extinguir a restrição nas combinações dos níveis inversores em situações de elevada discrepância nas irradiações, apresenta-se como proposta avaliar e implementar a técnica de modulação *Level Shifted PWM*.

REFERÊNCIAS

- [1] M. Liserre, T. Sauter and J. Y. Hung, "Future Energy Systems: Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid Through Industrial Electronics," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, no. 1, pp. 18-37, March 2010.
- [2] P. Vithayasrichareon, G. Mills and I. F. MacGill, "Impact of Electric Vehicles and Solar PV on Future Generation Portfolio Investment," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 6, no. 3, pp. 899-908, July 2015.
- [3] S. S. Rangarajan, E. R. Collins, J. C. Fox and D. P. Kothari, "A survey on global PV interconnection standards," *2017 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, Champaign, IL, 2017, pp. 1-8.
- [4] M. Z. Shams El-Dein, M. Kazerani and M. M. A. Salama, "Optimal Photovoltaic Array Reconfiguration to Reduce Partial Shading Losses," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 145-153, Jan. 2013.
- [5] A. Bidram, A. Davoudi and R. S. Balog, "Control and Circuit Techniques to Mitigate Partial Shading Effects in Photovoltaic Arrays," in *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 2, no. 4, pp. 532-546, Oct. 2012.
- [6] M. A. G. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. d. A. e Melo and C. A. Canesin, "Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 1156-1167, March 2013.
- [7] O. Veligorskyi, R. Chakirov and Y. Vagapov, "Artificial neural network-based maximum power point tracker for the photovoltaic application," *2015 1st International Conference on Industrial Networks and Intelligent Systems (INISCom)*, Tokyo, 2015, pp. 133-138.
- [8] M. A. G. de Brito, *Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica, FEIS/UNESP: Tese de doutorado*, 2013.

- [9] M. G. Villalva, J. R. Gazoli and E. R. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198-1208, May 2009.
- [10] M. Boztepe, F. Guinjoan, G. Velasco-Quesada, S. Silvestre, A. Chouder and E. Karatepe, "Global MPPT Scheme for Photovoltaic String Inverters Based on Restricted Voltage Window Search Algorithm," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 7, pp. 3302-3312, July 2014.
- [11] F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu and Y. Kang, "A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2622-2628, July 2008.
- [12] D. Rossi, M. Omaña, D. Giaffreda and C. Metra, "Modeling and Detection of Hotspot in Shaded Photovoltaic Cells," in *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 23, no. 6, pp. 1031-1039, June 2015.
- [13] K. A. Kim, G. S. Seo, B. H. Cho and P. T. Krein, "Photovoltaic Hot-Spot Detection for Solar Panel Substrings Using AC Parameter Characterization," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1121-1130, Feb. 2016.
- [14] E. Koutroulis and F. Blaabjerg, "A New Technique for Tracking the Global Maximum Power Point of PV Arrays Operating Under Partial-Shading Conditions," in *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 2, no. 2, pp. 184-190, April 2012.
- [15] B. I. Rani, G. S. Ilango and C. Nagamani, "Enhanced Power Generation From PV Array Under Partial Shading Conditions by Shade Dispersion Using Su Do Ku Configuration," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 3, pp. 594-601, July 2013.
- [16] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1306, Sept.-Oct. 2005.
- [17] B. Xiao, L. Hang, J. Mei, C. Riley, L. M. Tolbert and B. Ozpineci, "Modular Cascaded H-Bridge Multilevel PV Inverter With Distributed MPPT for Grid-Connected Applications," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1722-1731, March-April 2015.

- [18] D. Leuenberger and J. Biela, "PV-Module-Integrated AC Inverters (AC Modules) With Subpanel MPP Tracking," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 8, pp. 6105-6118, Aug. 2017.
- [19] J. Chavarria, D. Biel, F. Guinjoan, C. Meza and J. J. Negroni, "Energy-Balance Control of PV Cascaded Multilevel Grid-Connected Inverters Under Level-Shifted and Phase-Shifted PWMs," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 98-111, Jan. 2013.
- [20] A. Kumar and V. Verma, "Performance enhancement of single phase grid connected PV system under partial shading using cascaded multilevel converter," *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, Delhi, 2016, pp. 1-6.
- [21] K. K. Gupta, A. Ranjan, P. Bhatnagar, L. K. Sahu and S. Jain, "Multilevel Inverter Topologies With Reduced Device Count: A Review," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 135-151, Jan. 2016.
- [22] C. D. Townsend, Y. Yu, G. Konstantinou and V. G. Agelidis, "Cascaded H-Bridge Multilevel PV Topology for Alleviation of Per-Phase Power Imbalances and Reduction of Second Harmonic Voltage Ripple," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 8, pp. 5574-5586, Aug. 2016.
- [23] Y. Lei *et al.*, "A 2-kW Single-Phase Seven-Level Flying Capacitor Multilevel Inverter With an Active Energy Buffer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8570-8581, Nov. 2017.
- [24] E. I. Batzelis, P. S. Georgilakis and S. A. Papathanassiou, "Energy models for photovoltaic systems under partial shading conditions: a comprehensive review," in *IET Renewable Power Generation*, vol. 9, no. 4, pp. 340-349, 5 2015.
- [25] A. Ramyar, H. Iman-Eini and S. Farhangi, "Global Maximum Power Point Tracking Method for Photovoltaic Arrays Under Partial Shading Conditions," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2855-2864, April 2017.
- [26] I. Abdalla, J. Corda and L. Zhang, "Multilevel DC-Link Inverter and Control Algorithm to Overcome the PV Partial Shading," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 14-18, Jan. 2013.

- [27] Y. Wang, X. Lin, Y. Kim, N. Chang and M. Pedram, "Architecture and Control Algorithms for Combating Partial Shading in Photovoltaic Systems," in *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 33, no. 6, pp. 917-930, June 2014.
- [28] R. Guruambeth and R. Ramabadran, "Fuzzy logic controller for partial shaded photovoltaic array fed modular multilevel converter," in *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 8, pp. 1694-1702, 6 29 2016.
- [29] Y. Mahmoud and E. F. El-Saadany, "Fast Power-Peaks Estimator for Partially Shaded PV Systems," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 1, pp. 206-217, March 2016.
- [30] R. B. Godoy *et al.*, "Procedure to Match the Dynamic Response of MPPT and Droop-Controlled Microinverters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2358-2368, May-June 2017.
- [31] Q. C. Zhong and D. Boroyevich, "Structural Resemblance Between Droop Controllers and Phase-Locked Loops," in *IEEE Access*, vol. 4, no. , pp. 5733-5741, 2016.
- [32] T. H. de Abreu Mateus, J. A. Pomilio, R. B. Godoy and J. O. P. Pinto, "Conversor multinível ponte-h em cascata controlado por droop robusto e sem PLL aplicado à solução de sombreamento parcial em sistema de geração conectados à rede elétrica," XXII Congresso Brasileiro de Automática, João Pessoa, 2018, pp. 1-7.
- [33] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo and M. A. M. Prats, "The age of multilevel converters arrives," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 28-39, June 2008.
- [34] R. H. Baker and L. H. Bannister, "Electric power converter," U.S. Patent 3 867 643, 1975.
- [35] R. H. Baker, "Switching circuit," U.S. Patent 4210826, 1980.
- [36] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A neutral-point-clamped PWM inverter," in *Proc. Conf. Rec. IEEE IAS Annual Meet.*, Cincinnati, OH, USA, Sep. 28–Oct. 3, 1980, vol. 3, pp. 761–766.
- [37] T. A. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage-source inverters," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 1992, pp. 397–403.

- [38] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, Aug 2002.
- [39] S. Essakiappan, H. S. Krishnamoorthy, P. Enjeti, R. S. Balog and S. Ahmed, "Multilevel Medium-Frequency Link Inverter for Utility Scale Photovoltaic Integration," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 3674-3684, July 2015.
- [40] A. R. Beig and A. Dekka, "Experimental verification of multilevel inverter-based standalone power supply for low-voltage and low-power applications," in *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 6, pp. 635-643, July 2012.
- [41] S. De, D. Banerjee, K. S. Kumar, K. Gopakumar, R. Ramchand and C. Patel, "Multilevel inverters for low-power application," in *IET Power Electronics*, vol. 4, no. 4, pp. 384-392, April 2011.
- [42] Welcho, B.A., Correa, M.B.R., Lipo, T.A.: 'A three level MOSFET inverter for low power drives', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2004, 51, (3), pp. 669 – 674.
- [43] A. Sanchez-Ruiz, G. Abad, I. Echeverria, I. Torre and I. Atutxa, "Continuous Phase-Shifted Selective Harmonic Elimination and DC-Link Voltage Balance Solution for H-bridge Multilevel Configurations, Applied to 5L HNPC," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 2533-2545, April 2017.
- [44] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez and M. A. Perez, "A Survey on Cascaded Multilevel Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2197-2206, July 2010.
- [45] P. Sochor and H. Akagi, "Theoretical and Experimental Comparison Between Phase-Shifted PWM and Level-Shifted PWM in a Modular Multilevel SDBC Inverter for Utility-Scale Photovoltaic Applications," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 4695-4707, Sept.-Oct. 2017.
- [46] T. H. de Abreu Mateus, J. A. Pomilio, R. B. Godoy and J. O. P. Pinto, "Distributed MPPT scheme for grid connected operation of photovoltaic system using cascaded H-bridge multilevel converter under partial shading," 2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC), Puerto Varas, 2017, pp. 1-6.

- [47] W. Wang, X. Zeng, X. Tang and C. Tang, "Analysis of microgrid inverter droop controller with virtual output impedance under non-linear load condition," in *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 6, pp. 1547-1556, June 2014.
- [48] Ogata, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 4 ed. São Paulo. Pearson, 2003. pp. 558-561.
- [49] lem.com. (2014). *Current transducer HASS 50 .. 600-S*. [online] Available at: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/hass_50_600-s.pdf [Accessed 7 Feb. 2020].
- [50] lem.com. (2014). *Voltage transducer LV 25 - P*. [online] Available at: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf [Accessed 7 Feb. 2020].
- [51] A. Marquez *et al.*, "Variable-Angle Phase-Shifted PWM for Multilevel Three-Cell Cascaded H-Bridge Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp. 3619-3628, May 2017.