

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO–USP  
ESCOLA POLITÉCNICA

**Rafael Bittencourt Aguiar Cunha**

**Controle preditivo do tipo finite control  
set aplicado ao conversor elevador de  
um sistema fotovoltaico com operação  
em frequência constante**

São Paulo  
2021



**Rafael Bittencourt Aguiar Cunha**

**Controle preditivo do tipo finite control  
set aplicado ao conversor elevador de  
um sistema fotovoltaico com operação  
em frequência constante**

Versão Corrigida

Tese de doutorado apresentada à Escola Politécnica  
da Universidade de São Paulo para a obtenção do  
título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: sistemas de potência

Orientador: Prof. Dr. Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho  
Coorientador: Prof. Dr. Silvio Giuseppe Di Santo

São Paulo  
2021

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 25 de Janeiro de 2021

Assinatura do autor: Rafael Bittencourt Aguiar Cunha

Assinatura do orientador: \_\_\_\_\_

#### Catálogo-na-publicação

Cunha, Rafael Bittencourt Aguiar  
Controle preditivo do tipo finite control set aplicado ao conversor elevador de um sistema fotovoltaico com operação em frequência constante / R. B. A. Cunha -- versão corr. -- São Paulo, 2021.  
98 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Sistema Fotovoltaico 2.Controle Preditivo 3.Finite Control Set - Model Predictive Control 4.Frequência de chaveamento constante I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

---

# Agradecimentos

À minha família, Rômulo, Sônia, Bruna e Alice pelo amor, apoio e incentivo que me deram durante toda a vida e nesse período em que estive distante.

À Aline pelo amor, parceria e companhia que tornaram os últimos anos muito mais felizes.

Ao meu orientador Prof. Dr. Alfeu J. Sguarezi Filho não só pelo conhecimento que me passou, mas por todo apoio psicológico que me deu e que foi muito significativo em momentos difíceis.

Ao meu coorientador Prof. Dr. Silvio Giuseppe Di Santo pelas inúmeras dúvidas tiradas, ensinamentos e generosidade.

À CAPES e FAPESP pelo apoio financeiro que me permitiu realizar este trabalho.

À parceria USP-UFABC pelo fornecimento de apoio laboratorial para o desenvolvimento do projeto.

Ao Roberto pelo esforço e contribuição no trabalho.

À Milena pela parceria e pela ajuda em diversos momentos.

À Bruna não apenas pelas contribuições no trabalho, mas pelos cafés e conversas.

À Sarah não só por ser uma referência de excelente pesquisadora mas principalmente pela companhia, amizade e incentivo.

Aos meus amigos Alison, André, Camila, Carol, Eliza, Fernanda, Fernando, Herika, Jorge, Lívia, Lydio, Maíra, Marco, Mariana, Matheus, Mikhael, Priscila, Rangel, Renata, Ricardo, Rômulo, Samson, Shalon, Tauá, Victor Hugo, Yasmin e tantos outros que gostaria de citar por terem acompanhado um pouco da minha vida nesses últimos quatro anos.



*“São as nossas escolhas, Harry, que revelam o que realmente somos, muito mais do que  
as nossas qualidades..”*

*(Alvo Percival Wulfrico Brian Dumbledore)*



---

# Resumo

Cunha, R. B. A. **Controle preditivo do tipo finite control set aplicado ao conversor elevador de um sistema fotovoltaico com operação em frequência constante.** 98 p. Tese de doutorado – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2021.

Este trabalho propõe uma técnica de controle *Finite Control Set Model Predictive Control* com frequência de chaveamento constante, aplicado ao conversor elevador de um sistema fotovoltaico. A proposta tem como principal objetivo apresentar uma metodologia para a operação com frequência de chaveamento constante que proporcione maior simplicidade ao projeto, em comparação com as soluções observadas na literatura até o presente. O controlador apresenta duas malhas de controle. A malha externa de controle de tensão emprega a referência de tensão obtida pelo algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência e calcula a corrente prevista a partir do modelo do sistema. A malha interna de controle de corrente obtém uma função custo a partir das taxas de variação da corrente no indutor, realizando a predição da razão cíclica a partir da referência de corrente obtida na malha externa e garantindo frequência de chaveamento constante. Os resultados experimentais são obtidos a partir de teste em bancada, apresentando desempenho superior em comparação com um controlador de dois polos e dois zeros, observando tempo de acomodação, sobressinal e erro de regime permanente.

**Palavras-chave:** Sistema Fotovoltaico; Controle Preditivo; *Finite Control Set - Model Predictive Control*; Frequência de chaveamento constante.



---

# Abstract

Cunha, R. B. A. **Finite control set - model predictive control applied to the boost converter of a photovoltaic system with constant frequency operation.** 98 p. Ph.D. Thesis – Polytechnic School, University of São Paulo, 2021.

This work proposes a Finite Control Set Model Predictive Control technique with constant switching frequency applied to the boost converter of a photovoltaic system. The proposal has as main objective to present a methodology for the operation with constant switching frequency that provides greater simplicity to the project, in comparison with the solutions observed in the literature until the present. The controller has two control loops. The outer voltage control loop uses the voltage reference obtained by the maximum power point tracking algorithm and calculates the predicted inductor current from the system model. The inner current control loop obtains a cost function based on the current variation rates in the inductor, making the prediction of the duty cycle based on the current reference obtained in the outer loop and guaranteeing a constant switching frequency. The experimental results are obtained from a bench test, showing superior performance in comparison with a two-pole and two-zero controller, observing settling time, overshoot and steady-state error.

**Keywords:** Photovoltaic System; Predictive Control; Finite Control Set - Model Predictive Control; Constant Switching Frequency.



---

## Lista de ilustrações

Figura 1 – Exemplo de modelo de um sistema fotovoltaico conectado à rede . . . .	25
Figura 2 – Estrutura de uma célula fotovoltaica . . . . .	27
Figura 3 – Modelo ideal da célula fotovoltaica . . . . .	27
Figura 4 – Formato da curva $I \times V$ da célula fotovoltaica . . . . .	28
Figura 5 – Modelo aproximado do painel fotovoltaico . . . . .	28
Figura 6 – Tipos de conversores em sistemas fotovoltaicos: (a) um estágio; (b) dois estágios; (c) múltiplos estágios . . . . .	30
Figura 7 – Principais topologias de conversores CC-CC não isolados: (a) Elevador; (b) Abaixador; (c) Abaixador-elevador; (d) Ćuk . . . . .	31
Figura 8 – Principais topologias de conversores CC-CC isolados: (a) <i>Flyback</i> ; (b) <i>Push-pull</i> ; (c) Ponte completa . . . . .	31
Figura 9 – (a) Curva $I \times V$ do painel fotovoltaico; (b) Comportamento da curva devido a variações de irradiância; (c) Comportamento da curva devido a variações de temperatura . . . . .	32
Figura 10 – Comportamento do MPPT na curva $I \times V$ . . . . .	33
Figura 11 – Método MPPT P&O . . . . .	34
Figura 12 – Estrutura do filtro LCL . . . . .	35
Figura 13 – Localização do PAC . . . . .	36
Figura 14 – Zona de não-detecção . . . . .	37
Figura 15 – Fluxograma geral do controlador preditivo baseado no modelo do tipo <i>Finite Control Set</i> . . . . .	47
Figura 16 – Estrutura básica de um conversor elevador . . . . .	48
Figura 17 – Comportamento do conversor em MCC . . . . .	48
Figura 18 – Comportamento do conversor em MCD . . . . .	49
Figura 19 – Conversor elevador e diagrama de controle . . . . .	50
Figura 20 – Comportamento da corrente $i_L$ para os diferentes estados da chave . . . . .	51
Figura 21 – Comportamento da corrente utilizando o controlador preditivo . . . . .	54
Figura 22 – Fluxograma de controle . . . . .	56

Figura 23 – Simulação do sistema de potência . . . . .	57
Figura 24 – Curvas $P \times V$ para diversas irradiâncias em simulação . . . . .	58
Figura 25 – Modelo de variáveis médias do conversor elevador . . . . .	59
Figura 26 – Comportamento da malha interna de corrente em simulação do FCS-MPC . . . . .	62
Figura 27 – Comportamento da malha interna de corrente do controlador com 2 polos e 2 zeros. (a) Visão geral; (b) Detalhe . . . . .	63
Figura 28 – Comportamento da malha externa de tensão em simulação do FCS-MPC	64
Figura 29 – Comportamento da malha externa de tensão do controlador com 2 polos e 2 zeros . . . . .	64
Figura 30 – Fluxograma de construção para o algoritmo MPPT por condutância incremental . . . . .	66
Figura 31 – Demonstração do comportamento do MPPT . . . . .	67
Figura 32 – Comportamento da malha interna de corrente em simulação utilizando os dados de bancada do FCS-MPC . . . . .	69
Figura 33 – Comportamento da malha externa de tensão em simulação utilizando os dados de bancada do FCS-MPC . . . . .	70
Figura 34 – Simulação em malha fechada do FCS-MPC . . . . .	71
Figura 35 – Bancada para avaliação experimental . . . . .	71
Figura 36 – Teste de resposta ao degrau da malha interna de controle de corrente do FCS-MPC. Escala: 0,5A/div; 5V/div . . . . .	73
Figura 37 – Visão detalhada do teste de resposta ao degrau da malha interna de controle de corrente do FCS-MPC. Escala: 0,5A/div; 5V/div . . . . .	73
Figura 38 – Teste de resposta ao degrau da malha externa de controle de tensão do FCS-MPC. Escala: 5V/div . . . . .	74
Figura 39 – Visão detalhada do teste de resposta ao degrau da malha externa de controle de tensão do FCS-MPC. Escala: 2V/div . . . . .	75
Figura 40 – Comportamento de $i_L$ e $V_{CC}$ no teste de degrau de tensão do FCS-MPC. Escala: 0,5A/div; 5V/div . . . . .	75
Figura 41 – Teste de variação de irradiância . . . . .	76
Figura 42 – Teste de variação repentina de irradiância: (a) Visão geral; (b) Visão detalhada . . . . .	78
Figura 43 – Comparação da resposta ao degrau para a malha interna de controle de corrente entre o controlador preditivo e o controlador 2p2z . . . . .	79

Figura 44 – Comparação da resposta ao degrau para a malha externa de controle de tensão entre o controlador preditivo e o controlador 2p2z . . . . .	79
Figura 45 – Esquema do conversor abaixador-elevador síncrono utilizado para concepção do emulador fotovoltaico . . . . .	96
Figura 46 – Esquema do circuito e do controle do conversor elevador . . . . .	97
Figura 47 – Esquema do inversor monofásico ponte completa . . . . .	98
Figura 48 – Funcionamento do inversor ponte completa: (a) semi-ciclo positivo; (b) Semi-ciclo negativo . . . . .	98



---

## Lista de tabelas

Tabela 1 – Pontos de operação na potência máxima do TMDSSOLARCEXPKIT .	72
Tabela 2 – Pontos de operação na potência máxima para variações de irradiância. Tensão e corrente do painel ( $V_{pv}$ , $I_{pv}$ ) e a saída do conversor ( $V_{out}$ , $I_{out}$ ), razão cíclica ( <i>duty cycle</i> - $d$ ), potência do painel fotovoltaico ( $P_{in}$ ), potência de saída do conversor elevador ( $P_{out}$ ) e eficiência (Ef) . . . . .	77
Tabela 3 – Resumo da comparação entre o controlador 2p2z e o FCS-MPC proposto	80
Tabela 4 – Emulador de painel fotovoltaico . . . . .	96



---

## Lista de siglas

**ANEEL** Agência Nacional de Energia Elétrica

**CA** Corrente Alternada

**CC** Corrente Contínua

**CCS** *Continuous Control Set*

**CIGS** Disseleneto de Cobre, Índio e Gálio

**CIS** Disseleneto de Cobre e Índio

**d** Duty Cycle

**DSP** *Digital Signal Processor*

**EPE** Empresa de Pesquisa Energética

**FCS** *Finite Control Set*

**IEEE** *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

**INC** *Incremental Conductance*

**MCC** Modo de Condução Contínua

**MCD** Modo de Condução Descontínua

**MPC** *Model Predictive Control*

**MPPT** *Maximum Power Point Tracking*

**PAC** Ponto de Acoplamento Comum

**PI** Proporcional-Integral

**PID** Proporcional-Integral-Derivativo

**PMP** Ponto de Máxima Potência

**PV** *Photovoltaic*

**PWM** *Pulse Width Modulation*

**2p2z** Dois Polos e Dois Zeros

---

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>21</b>
<b>1.1</b>	<b>Objetivo Geral . . . . .</b>	<b>23</b>
<b>1.2</b>	<b>Objetivos Específicos . . . . .</b>	<b>23</b>
<b>1.3</b>	<b>Estrutura do Trabalho . . . . .</b>	<b>23</b>
<b>2</b>	<b>CARACTERIZAÇÃO DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS .</b>	<b>25</b>
<b>2.1</b>	<b>Painel Fotovoltaico . . . . .</b>	<b>26</b>
<b>2.2</b>	<b>Conversores . . . . .</b>	<b>29</b>
2.2.1	Conversores não isolados . . . . .	29
2.2.2	Conversores isolados . . . . .	30
<b>2.3</b>	<b>Algoritmo MPPT . . . . .</b>	<b>32</b>
<b>2.4</b>	<b>Filtros . . . . .</b>	<b>34</b>
<b>2.5</b>	<b>Proteção anti-ilhamento . . . . .</b>	<b>35</b>
<b>2.6</b>	<b>Classificação das usinas fotovoltaicas . . . . .</b>	<b>37</b>
2.6.1	Geração centralizada . . . . .	37
2.6.2	Geração distribuída . . . . .	38
2.6.3	Geração isolada . . . . .	39
<b>2.7</b>	<b>Controle de conversores CC-CC em sistemas fotovoltaicos . . .</b>	<b>40</b>
2.7.1	Controladores lineares . . . . .	40
2.7.2	Controladores não lineares . . . . .	41
2.7.3	Controladores inteligentes . . . . .	42
2.7.4	Controladores preditivos baseados no modelo . . . . .	43
<b>3</b>	<b>CONTROLE PREDITIVO . . . . .</b>	<b>45</b>
<b>3.1</b>	<b>Projeto do conversor elevador . . . . .</b>	<b>47</b>
<b>3.2</b>	<b>Modelo do conversor elevador . . . . .</b>	<b>50</b>
<b>3.3</b>	<b><i>Finite Control Set - Model Predictive Control</i> . . . . .</b>	<b>51</b>
<b>3.4</b>	<b>Proposta de FCS-MPC com operação em frequência constante</b>	<b>53</b>

3.4.1	Malha interna de controle de corrente . . . . .	53
3.4.2	Malha externa de controle de tensão . . . . .	55
<b>4</b>	<b>ANÁLISES DO SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO . . .</b>	<b>57</b>
4.1	Descrição do controlador de dois polos e dois zeros . . . . .	59
4.2	Análise das malhas de controle . . . . .	62
4.2.1	Avaliação da malha interna de corrente . . . . .	62
4.2.2	Avaliação da malha externa de tensão . . . . .	63
4.3	Avaliação do algoritmo MPPT . . . . .	65
<b>5</b>	<b>AVALIAÇÃO DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . .</b>	<b>69</b>
5.1	Análise dos resultados em bancada . . . . .	70
5.1.1	Teste da malha de controle de corrente . . . . .	72
5.1.2	Teste da malha de controle de tensão . . . . .	74
5.1.3	Teste de variação de irradiância . . . . .	76
5.1.4	Comparação de desempenho com o controlador de 2 polos e 2 zeros . . .	77
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES . . . . .</b>	<b>81</b>
6.1	Publicações . . . . .	82
6.2	Trabalhos futuros . . . . .	83
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>85</b>
	 <b>APÊNDICES . . . . .</b>	 <b>93</b>
	<b>APÊNDICE A – KIT TMDSSOLARCEXPKIT . . . . .</b>	<b>95</b>
A.1	Emulador de painel fotovoltaico . . . . .	95
A.2	Conversor elevador . . . . .	96
A.3	Inversor monofásico . . . . .	97

---

## Introdução

Fontes renováveis de energia em 2020 ainda representam uma pequena porção da geração total de energia no mundo. Por outro lado, de acordo com o *Global Market Outlook for Solar Power* (SolarPower Europe, 2020) a expansão de fontes renováveis é significativa, correspondendo a 72% do crescimento da capacidade global em 2019. Esse desenvolvimento ocorre devido à crise energética e à preocupação com questões ambientais (ALAJMI et al., 2011).

A energia fotovoltaica (*photovoltaic* - PV) é uma fonte renovável capaz de converter energia solar, que é um recurso inesgotável considerando os padrões de consumo da humanidade, em eletricidade. Além de ser uma fonte não emissora de gases estufa, oferece muitas vantagens como não utilização de combustível, baixo custo de manutenção e operação sem ruído (SOEDIBYO; AMRI; ASHARI, 2015; HSIAO; CHEN, 2002).

O desenvolvimento dessa tecnologia enfrentou obstáculos iniciais relacionados ao seu alto custo de produção. Nos últimos anos houve uma redução acentuada dessa barreira, o que resultou em um grande crescimento da instalação mundial de usinas fotovoltaicas. Em 2019 a fonte de energia fotovoltaica apresentou um crescimento de 117 GW em termos de capacidade instalada, representando aproximadamente 48% do crescimento da capacidade instalada naquele ano. Por outro lado, a geração solar representou uma parcela de apenas 2,8% da energia gerada no planeta (SolarPower Europe, 2020).

No Brasil também observa-se um crescimento mais expressivo da energia solar fotovoltaica nos recentes anos. Segundo o Balanço Energético Nacional de 2020 (EPE, 2020), a geração em centrais elétricas (Serviço Público e Autoprodução) apresentou um aumento de 92,3% entre os anos de 2018 e 2019. Como critério de comparação, a geração eólica cresceu 15,5% nesse período. Por outro lado, os números absolutos da geração eólica são muito mais expressivos, sendo observada uma geração de 55.986 GWh a partir da fonte eólica em 2018, em comparação com 6.655 GWh a partir da fonte solar nesse mesmo ano.

A maior parte da geração solar em centrais elétricas em 2019 ocorreu na região Nordeste, com produção de 3.578 GWh, observando-se que 48,13% dessa energia foi gerada apenas no estado da Bahia (EPE, 2020). Esse dado é justificável ao observar o "Atlas Sola-

rimétrico do Brasil" (CHIGUERU; FRAIDENRAICH, 2000), em que nota-se uma elevada incidência de radiação solar nessa região.

A participação da fonte fotovoltaica em relação às outras fontes na matriz energética se mostra muito mais expressiva quando observadas a mini e a micro geração de energia elétrica. A energia total gerada por essa modalidade no ano de 2019 com a fonte solar foi de 1.659 GWh, apresentando crescimento de 215,4% em relação ao ano anterior e representando 74,5% de toda a energia elétrica gerada a partir de mini e micro geração nesse ano (EPE, 2020).

Os dados do crescimento dos sistemas fotovoltaicos justificam a necessidade de estudos e trabalhos que buscam o aperfeiçoamento desse tipo de geração, seja buscando maior eficiência, diminuição dos custos ou facilidade de implantação do sistema.

Segundo Errouissi, Al-Durra e Muyeen (2016), os sistemas fotovoltaicos apresentam geralmente um conversor CC-CC, utilizado para extrair a máxima potência, e um inversor, utilizado como interface de conexão com a rede elétrica.

Entre os conversores CC-CC, o conversor elevador é o mais utilizado devido à sua simplicidade e baixo custo. Os dispositivos de eletrônica de potência são essenciais para garantir eficiência e confiabilidade ao sistema e o controle do conversor é de vital importância para esse propósito. Em geral, o controle é composto por duas malhas: uma malha interna, mais rápida, utilizada para controlar a corrente no conversor e uma malha externa, mais lenta, que segue a referência de tensão fornecida pelo algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) (Errouissi; Al-Durra; Muyeen, 2016).

Dentre as diversas técnicas de controle aplicáveis aos sistemas fotovoltaicos, destaca-se o Controle Preditivo Baseado no Modelo (*Model Predictive Control* - MPC). Esse tipo de controlador se baseia na otimização de um processo e minimização de uma função custo, sendo uma técnica de controle intuitiva que possibilita a aplicação direta de restrições e permite sua aplicação em sistemas multivariáveis de maneira natural (BEQUETTE, 2003). Essa topologia de controle soluciona um problema de otimização para um definido horizonte de tempo a cada instante de amostragem do controlador, usando as informações constantemente atualizadas do estado do sistema (SULTANA et al., 2017).

Assim, o presente trabalho apresenta, dentro da estrutura de um sistema fotovoltaico, a elaboração de um sistema de controle preditivo baseado no modelo do tipo *Finite Control Set - Model Predictive Control* (FCS-MPC) com operação em frequência constante, possibilitando o estudo e a avaliação do seu impacto sobre as características dinâmicas do conversor CC-CC, o que influencia diretamente a eficiência de todo o sistema.

A seguir serão apresentados os objetivos que motivaram o desenvolvimento do projeto e que foram alcançados ao fim do trabalho. Em seguida a estrutura do texto é apresentada, simplificando assim a busca de informações aqui presentes.

## 1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral do trabalho é o desenvolvimento de um controlador *Finite Control Set - Model Predictive Control* com frequência de chaveamento constante aplicado ao conversor elevador de um sistema de geração de energia elétrica fotovoltaico conectado à rede através de um inversor monofásico. A proposta busca fornecer uma alternativa de simples implantação para a operação em frequência constante do controlador FCS-MPC.

## 1.2 Objetivos Específicos

- ❑ Obter a função custo do controlador a partir das taxas de variação da corrente no indutor do conversor elevador;
- ❑ Realizar a simulação do controlador em *Matlab/Simulink*, seguindo as referências externas do algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência, avaliando o comportamento do conversor;
- ❑ Analisar o desempenho do controlador em comparação com o controlador de dois polos e dois zeros em simulação;
- ❑ Obter os resultados experimentais do controlador utilizando o KIT TMDSSOLAR-CEXPKIT;
- ❑ Avaliar o desempenho do controlador a partir dos resultados experimentais em comparação com o controlador de dois polos e dois zeros.

## 1.3 Estrutura do Trabalho

**Capítulo 1 - Introdução:** neste capítulo são apresentadas as principais motivações para o desenvolvimento do trabalho. Para esse propósito é feita uma breve contextualização do cenário da geração fotovoltaica. Os objetivos alcançados com o desenvolvimento do trabalho são também evidenciados.

**Capítulo 2 - Caracterização dos sistemas fotovoltaicos:** apresenta-se a estrutura do sistema fotovoltaico, evidenciando as características de cada um dos seus componentes e tipos de sistemas. Nesta etapa é realizada ainda uma revisão dos controladores utilizados nos conversores de sistemas fotovoltaicos.

**Capítulo 3 - Controle Preditivo:** nesta seção descreve-se o controlador preditivo proposto. Para esse propósito, apresenta-se o modelo do conversor elevador e os equacionamentos necessários ao projeto do controlador. Em seguida, o controlador FCS-MPC com operação em frequência constante é apresentado, sendo obtida a função custo e as equações das malhas interna e externa de controle

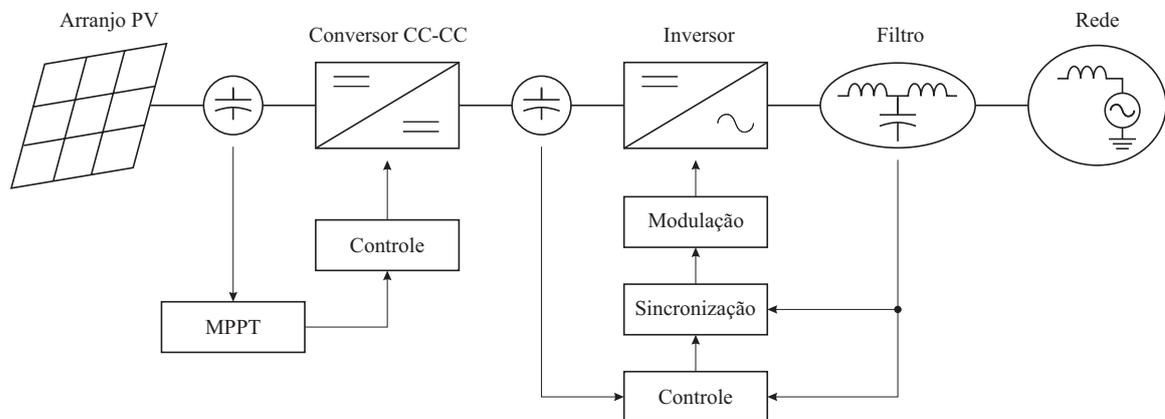
**Capítulo 4 - Análise do sistema de controle e resultados:** o sistema de controle é analisado a partir de simulação utilizando *Matlab R2018a/Simulink*. Em seguida, os resultados experimentais são apresentados e comparados aos obtidos com um controlador de dois polos e dois zeros.

**Capítulo 5 – Conclusões:** no último capítulo são apresentadas as conclusões do trabalho desenvolvido, além dos artigos publicados no decorrer da pesquisa.

## Caracterização dos sistemas fotovoltaicos

A estrutura do sistema fotovoltaico é constituída por uma série de componentes que permitem a geração de energia elétrica a partir da captação e conversão da radiação solar. O conjunto de equipamentos que podem compor o sistema conectado à rede, bem como sua estrutura de controle, são apresentados na Figura 1.

Figura 1 – Exemplo de modelo de um sistema fotovoltaico conectado à rede



Fonte: adaptado de Salem e Atia (2015).

Os painéis fotovoltaicos podem ser conectados em série formando fileiras e ligados a um barramento CC. Um conjunto de fileiras conectadas em paralelo formam um arranjo fotovoltaico, mais característico em sistemas de maior porte. Existem diversas tecnologias para painéis fotovoltaicos, sendo divididas entre células de silício cristalino, podendo ser monocristalino, policristalino ou de heterojunção, e filmes finos, como as células III-V, células multijunção, filmes finos de silício e células de calcogenetos, incluindo CIS, CIGS, Telureto de cádmio (CdTe), células de calcopirita, células orgânicas e células híbridas orgânica-inorgânica (SMETS et al., 2016).

O barramento CC é conectado aos conversores de potência, de modo a condicionar a energia para a rede de alimentação em corrente alternada. Pode ser estruturado em um ou mais estágios, possuindo apenas o inversor para sistemas de um estágio ou conversores CC-CC conectados na entrada do inversor para os sistemas de dois ou mais estágios, o que permite a elevação do nível de tensão do barramento para o inversor e facilita o controle. Essa seção do sistema pode incluir isolamento galvânico a partir de um transformador de alta frequência. A presença deste equipamento torna-se necessária aos sistemas de maior porte pois garante a segurança ao sistema e aos operadores, já que previne a ocorrência de correntes de fuga, que podem gerar superaquecimentos ou choques elétricos (Kouro et al., 2015).

Os conversores geralmente contam com um sistema de controle para a comutação das chaves PWM. Esse sistema de controle inclui o algoritmo MPPT, que é responsável por gerar uma referência para a tensão de saída do arranjo fotovoltaico, de modo a manter o sistema operando com tensão e corrente em nível ótimo, extraindo assim a maior potência possível dos painéis. Existem diversas técnicas de rastreamento que podem ser utilizadas, apresentando maior ou menor simplicidade de implantação, precisão e tempo de resposta (FEMIA et al., 2005; ZHANG et al., 2014).

O inversor é conectado a um filtro, que é necessário para mitigar os harmônicos de alta frequência decorrentes dos conversores utilizados para condicionamento da energia. Em geral, utilizam-se filtros LCL para esse propósito, pois permitem a filtragem de uma frequência específica sem elevar excessivamente o custo e a dimensão dos equipamentos (WU; HE; BLAABJERG, 2012).

Os componentes do sistema fotovoltaico citados acima serão discutidos com mais detalhes nas seções a seguir, permitindo uma melhor compreensão do sistema e da proposta apresentada neste trabalho.

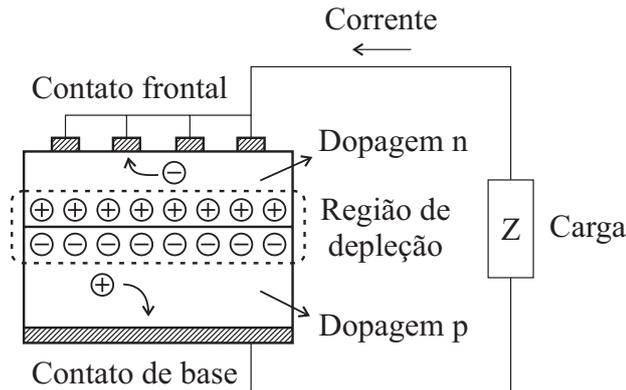
## 2.1 Painel Fotovoltaico

Uma célula fotovoltaica é constituída por uma junção p-n de semicondutores sob o formato de placas com larga superfície. Essa junção, assim como em um diodo, forma um campo elétrico na área conhecida como região de depleção. Na presença de luz são formados novos portadores de carga, que são acelerados pelo campo elétrico, impedindo a sua recombinação na região de depleção, criando assim uma corrente elétrica na presença de uma conexão entre as extremidades dos materiais através de uma carga. O funcionamento básico desse processo na célula fotovoltaica é apresentado no esquema da Figura 2.

As características elétricas da célula fotovoltaica se assemelham às do diodo. Portanto, para a análise do seu funcionamento, deve-se observar a equação de Shockley da corrente do diodo, apresentada na equação (1) (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009). Na equação,  $I_d$  é a corrente que percorre o diodo,  $I_{Sat}$  é a corrente de saturação reversa do diodo,  $V$

é a tensão nos terminais do diodo,  $V_t$  é a tensão térmica,  $I_{or}$  é a corrente de saturação,  $T$  é a temperatura do arranjo solar,  $T_r$  é a temperatura de referência,  $E_{GO}$  é a energia entre as bandas de valência e de condução do semiconductor,  $A$  é o fator de idealidade da junção p-n,  $K$  é a constante de Boltzmann  $1,38 \times 10^{-23}$ ,  $T$  é a temperatura em Kelvin e  $q$  é a carga de um elétron  $1,602 \times 10^{-19}$ .

Figura 2 – Estrutura de uma célula fotovoltaica

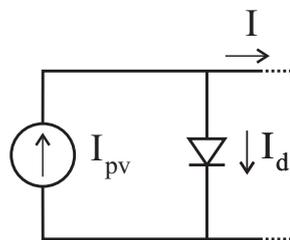


Fonte: adaptado de Villalva, Gazoli e Filho (2009).

$$\begin{cases} I_d = I_{Sat} \left( e^{\frac{V}{V_t}} - 1 \right) \\ I_s = I_{or} \left( \frac{T}{T_r} \right)^3 e^{\frac{qE_{GO}}{kT} \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right)} \\ V_t = \frac{AKT}{q} \end{cases} \quad (1)$$

Quando a célula fotovoltaica é iluminada, surge a corrente  $I_{pv}$  gerada pela irradiação da luz. Assim, é possível obter o modelo ideal de uma célula fotovoltaica, que é apresentado na Figura 3.

Figura 3 – Modelo ideal da célula fotovoltaica



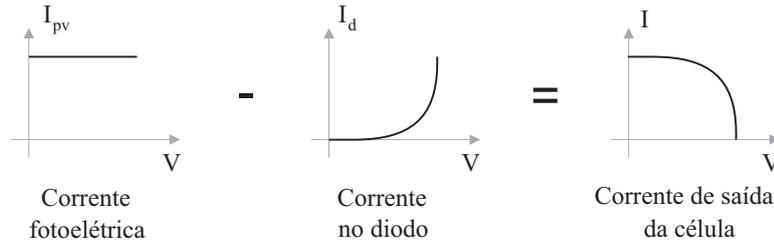
Fonte: Villalva, Gazoli e Filho (2009)

Desse modo, a corrente de saída da célula ideal pode ser obtida pela equação (2), em que  $I$  é a corrente de saída da célula,  $I_{pv}$  é a corrente gerada a partir da radiação luminosa,  $I_{sc}$  é a corrente de curto circuito da célula na temperatura de referência,  $K_I$  é o coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito e  $S$  é a irradiância, em  $W/m^2$ .

Como resultado, se obtém o formato característico da curva  $I \times V$  da célula fotovoltaica, apresentado na Figura 4.

$$\begin{cases} I = I_{pv} - I_d \\ I_{pv} = [I_{sc} + K_I (T - T_r)] \frac{S}{1.000} \end{cases} \quad (2)$$

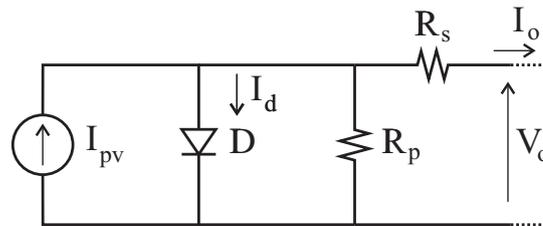
Figura 4 – Formato da curva  $I \times V$  da célula fotovoltaica



Fonte: Villalva, Gazoli e Filho (2009)

O painel fotovoltaico é um dispositivo composto por um conjunto de células fotovoltaicas. De modo a se obter um modelo que mais se aproxime da realidade, se propõe a utilização de um circuito equivalente. O circuito equivalente mais frequentemente observado na literatura (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009; Subudhi; Pradhan, 2011) introduz ao modelo da Figura 3 um par de resistências equivalentes, sendo a primeira uma resistência em paralelo  $R_p$  e a segunda uma resistência em série  $R_s$ , dispostas conforme a Figura 5.

Figura 5 – Modelo aproximado do painel fotovoltaico



Fonte: Villalva, Gazoli e Filho (2009)

Assim, a equação (2) deve ser substituída, de modo a considerar as resistências equivalentes adicionadas ao modelo, obtendo-se por fim a equação (3), em que é possível observar alterações no equacionamento de  $I_d$  e obtém-se o valor final para a corrente de saída  $I_o$ .

$$\begin{cases} I_o = I_{pv} - I_d - \frac{V_o + R_s I_o}{R_p} \\ I_d = I_s \left( e^{\frac{V_o + R_s I_o}{V_t}} - 1 \right) \end{cases} \quad (3)$$

Os painéis fotovoltaicos geralmente são conectados formando séries ou fileiras, elevando o nível de tensão do conjunto. Para sistemas maiores, as fileiras são postas em paralelo,

o que eleva o valor da corrente total do sistema, mantendo o nível de tensão. O conjunto de painéis fotovoltaicos que compõem o sistema é denominado arranjo fotovoltaico.

## 2.2 Conversores

Os conversores são responsáveis por condicionar a energia extraída dos painéis fotovoltaicos. Dentre as funções dos conversores no sistema, destacam-se a de permitir a extração da máxima potência dos painéis, elevar o nível de tensão, converter a tensão de corrente contínua para corrente alternada para injeção de potência na rede e prover isolamento galvânico ao sistema a partir de transformadores de alta frequência presentes na estrutura do conversor (FOROUZESH et al., 2017; Errouissi; Al-Durra; Muyeen, 2016; Kouro et al., 2015).

Os sistemas podem ser classificados a partir do número de estágios. Quando há um único estágio, os painéis são conectados diretamente ao inversor. Sistemas de dois estágios possuem um conversor CC-CC conectado entre o arranjo fotovoltaico e o inversor. Por fim, sistemas de múltiplos estágios possuem diversas fileiras, cada uma conectada a um conversor CC-CC e um conjunto de conversores se conecta a um único inversor (CASARO; MARTINS, 2010; CHEN et al., 2017). A Figura 6 apresenta essas estruturas de maneira detalhada.

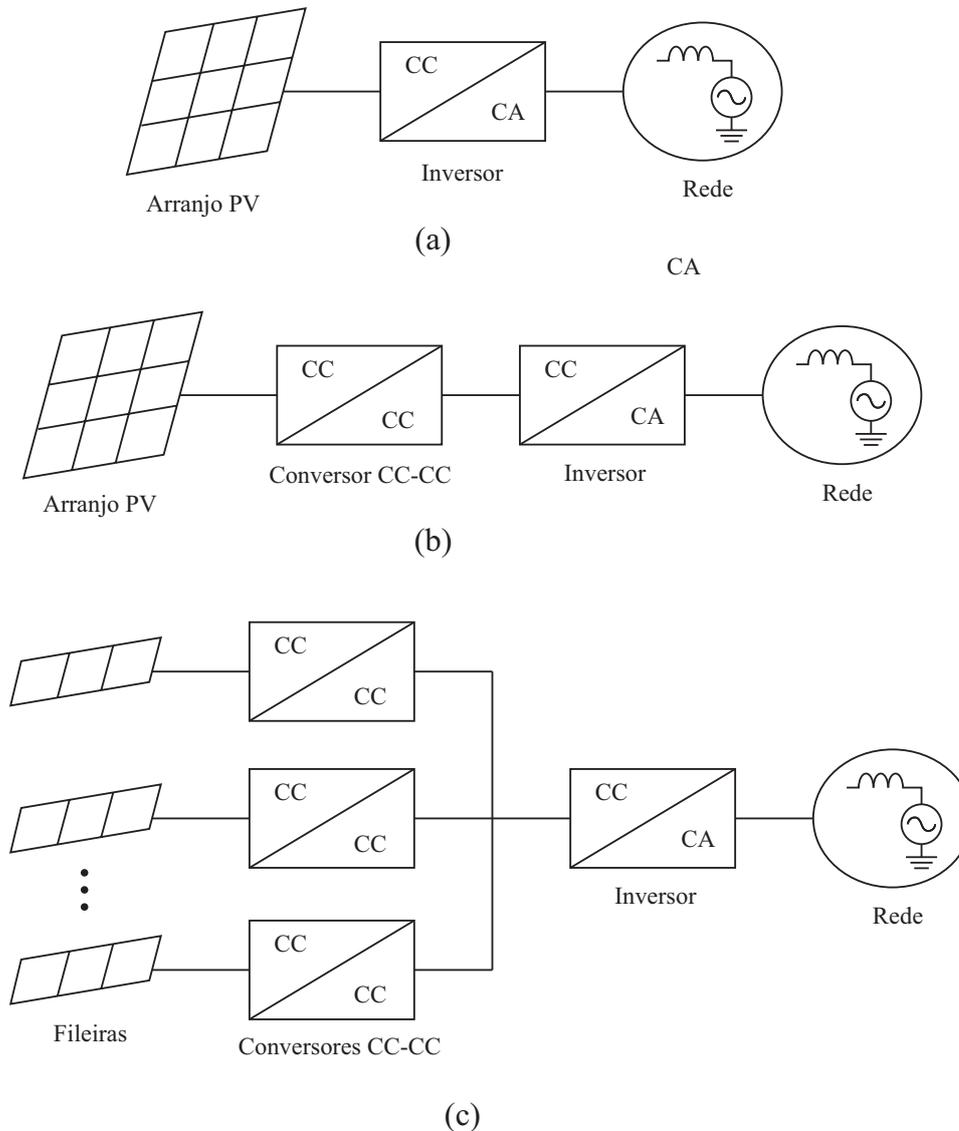
A utilização de sistemas com dois ou múltiplos estágios possibilita o desacoplamento entre o painel e o inversor. Além disso, o conversor CC-CC por muitas vezes é utilizado de modo a realizar o isolamento galvânico no sistema através de um transformador de alta frequência (Kouro et al., 2015), conforme mencionado anteriormente.

Desse modo, é possível listar alguns dos principais conversores CC-CC utilizados nos sistemas fotovoltaicos, realizando uma divisão entre conversores isolados e não isolados.

### 2.2.1 Conversores não isolados

Conversores não isolados possuem aspectos construtivos mais simples e são geralmente aplicados a sistemas de baixa potência. Esse tipo de conversor possui como principais vantagens o baixo custo de implantação, maior simplicidade de projeto, tamanho reduzido e menor número de componentes (FOROUZESH et al., 2017). Alguns dos principais conversores não isolados são os conversores do tipo elevador (FOROUZESH et al., 2017; MOHAMED et al., 2016; ABOLHASANI et al., 2016), abaixador (ABOLHASANI et al., 2016; SAHARIA; MANAS; SEN, 2016), abaixador-elevador (SAHARIA; MANAS; SEN, 2016; SOEDIBYO; AMRI; ASHARI, 2015; UGALE; DIXIT, 2017) e Ćuk (SOEDIBYO; AMRI; ASHARI, 2015; SYAM; KAILAS, 2013). O modelo desses conversores é apresentado na Figura 7.

Figura 6 – Tipos de conversores em sistemas fotovoltaicos: (a) um estágio; (b) dois estágios; (c) múltiplos estágios



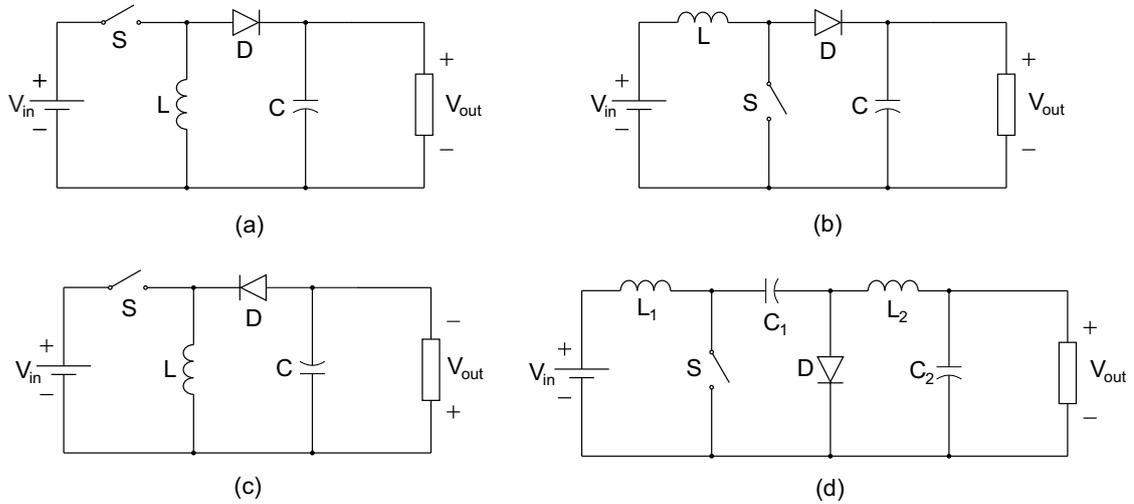
Fonte: Casaro e Martins (2010)

## 2.2.2 Conversores isolados

Para sistemas conectados à rede, sobretudo aqueles de maior porte, é necessária a realização de isolamento galvânico. Essa proteção impede a presença de correntes de modo comum, além do aparecimento de componentes CC indesejadas na corrente injetada na rede (FOROUZESH et al., 2017).

As correntes de modo comum decorrem de capacitâncias parasitas que se formam entre o painel e a terra. Quando não há o isolamento, a conexão formada entre os componentes do sistema (painel e conversores) e a rede aterrada fecha um circuito, permitindo a circulação dessas correntes que podem gerar danos aos equipamentos e aos operadores.

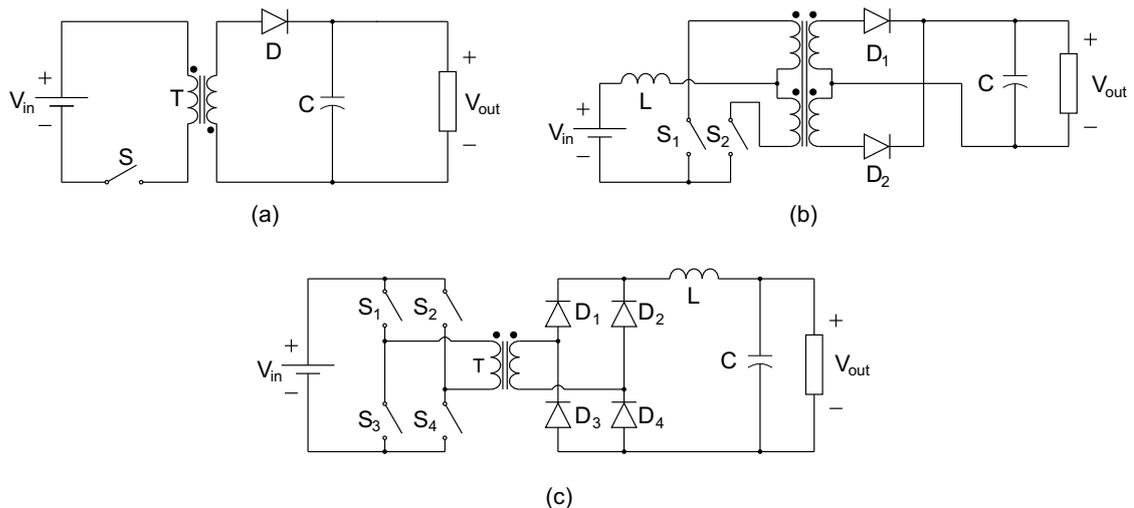
Figura 7 – Principais topologias de conversores CC-CC não isolados: (a) Elevador; (b) Abaixador; (c) Abaixador-elevador; (d) Ćuk



Fonte: Forouzesh et al. (2017), Abolhasani et al. (2016), Saharia, Manas e Sen (2016), Soedibyo, Amri e Ashari (2015)

Dentre os conversores isolados, pode-se destacar alguns exemplos, como conversores *flyback* (XIONG; SHEN, 2015; SUSKIS; GALKIN; ZAKIS, 2014; SHAWKY; AHMED; ORABI, 2016), *push-pull* (NAYANASIRI et al., 2014; PREETHISHRI; SELVI, 2016) e ponte completa (CHAVAN; CHAVAN, 2015; BANSAL; SAINI, 2015). É possível observar a estrutura desses conversores na Figura 8.

Figura 8 – Principais topologias de conversores CC-CC isolados: (a) *Flyback*; (b) *Push-pull*; (c) Ponte completa



Fonte: Xiong e Shen (2015), Nayanassiri et al. (2014), Chavan e Chavan (2015)

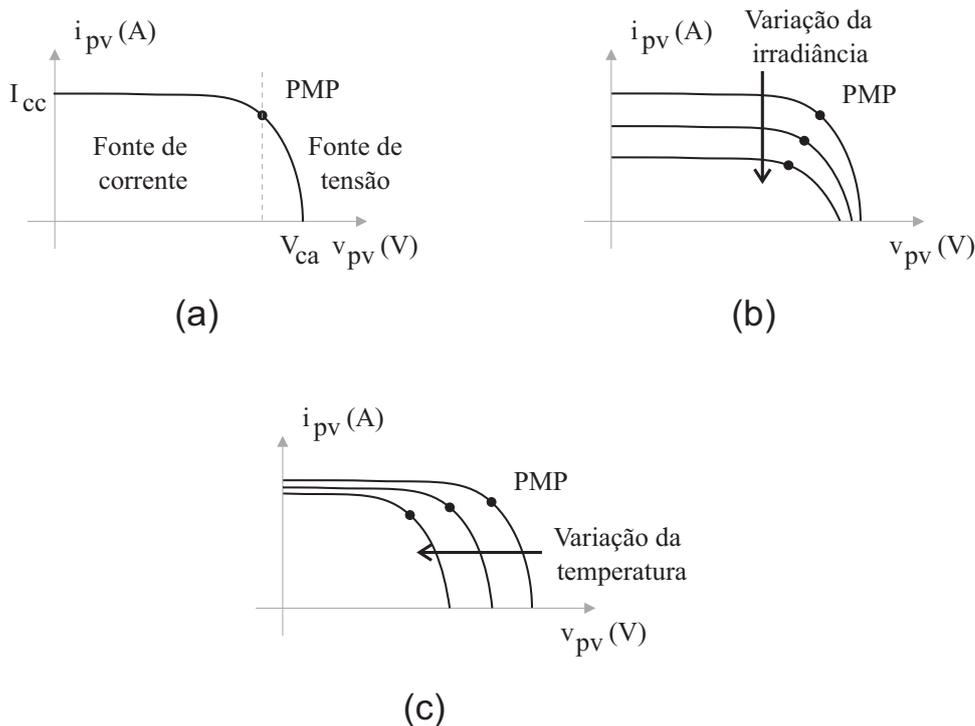
Como alternativa aos conversores isolados, pode-se utilizar um transformador conectado no lado CA do sistema. Essa alternativa apresenta maior custo de implantação e menor eficiência.

## 2.3 Algoritmo MPPT

A utilização do algoritmo MPPT é necessária ao sistema fotovoltaico para que seja possível trabalhar em diferentes condições de irradiância, temperatura e sombreamento. O MPPT permite que os painéis operem com máxima eficiência, realizando o controle da tensão de saída dos mesmos (CALAVIA; PERIÉ; SALLÁN, 2010).

As curvas de tensão e corrente dos painéis fotovoltaicos possuem um comportamento não linear. Observa-se na Figura 9(a) que a curva se divide entre duas regiões: à esquerda o painel se comporta de modo semelhante a uma fonte de corrente e à direita de forma similar a uma fonte de tensão de alta impedância. Essas regiões são divididas por um ponto onde a potência máxima é alcançada (Ponto de Máxima Potência - PMP). Nas extremidades do gráfico observam-se a corrente de curto-circuito  $I_{cc}$  e a tensão de circuito aberto  $V_{ca}$ .

Figura 9 – (a) Curva  $I \times V$  do painel fotovoltaico; (b) Comportamento da curva devido a variações de irradiância; (c) Comportamento da curva devido a variações de temperatura



Fonte: adaptado de Villalva, Gazoli e Filho (2009), Femia et al. (2005).

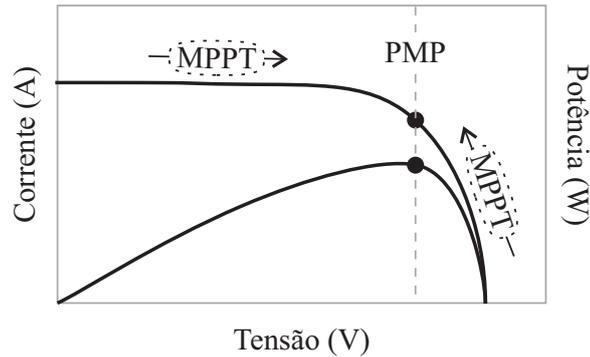
Na ocorrência de variações nas condições de operação dos painéis a curva  $I \times V$  se altera, movendo assim o PMP. No caso de variações de irradiância, observa-se uma redução mais significativa no valor da corrente  $i_{pv}$ . Quanto menor a radiação solar disponível, mais a curva se desloca para baixo, conforme observa-se na Figura 9(b).

A variação de temperatura também afeta negativamente o funcionamento do painel, reduzindo o valor da tensão  $v_{pv}$ . Variações positivas de temperatura provocam a redução

da potência máxima disponível, tal qual observa-se na Figura 9(c).

A utilização do MPPT se mostra necessária devido à constante variação dos parâmetros citados anteriormente durante a operação do sistema. Desse modo, o MPPT atua para alterar a referência de tensão nos terminais do painel, garantindo assim a máxima extração de potência, conforme observa-se na Figura 10.

Figura 10 – Comportamento do MPPT na curva  $I \times V$



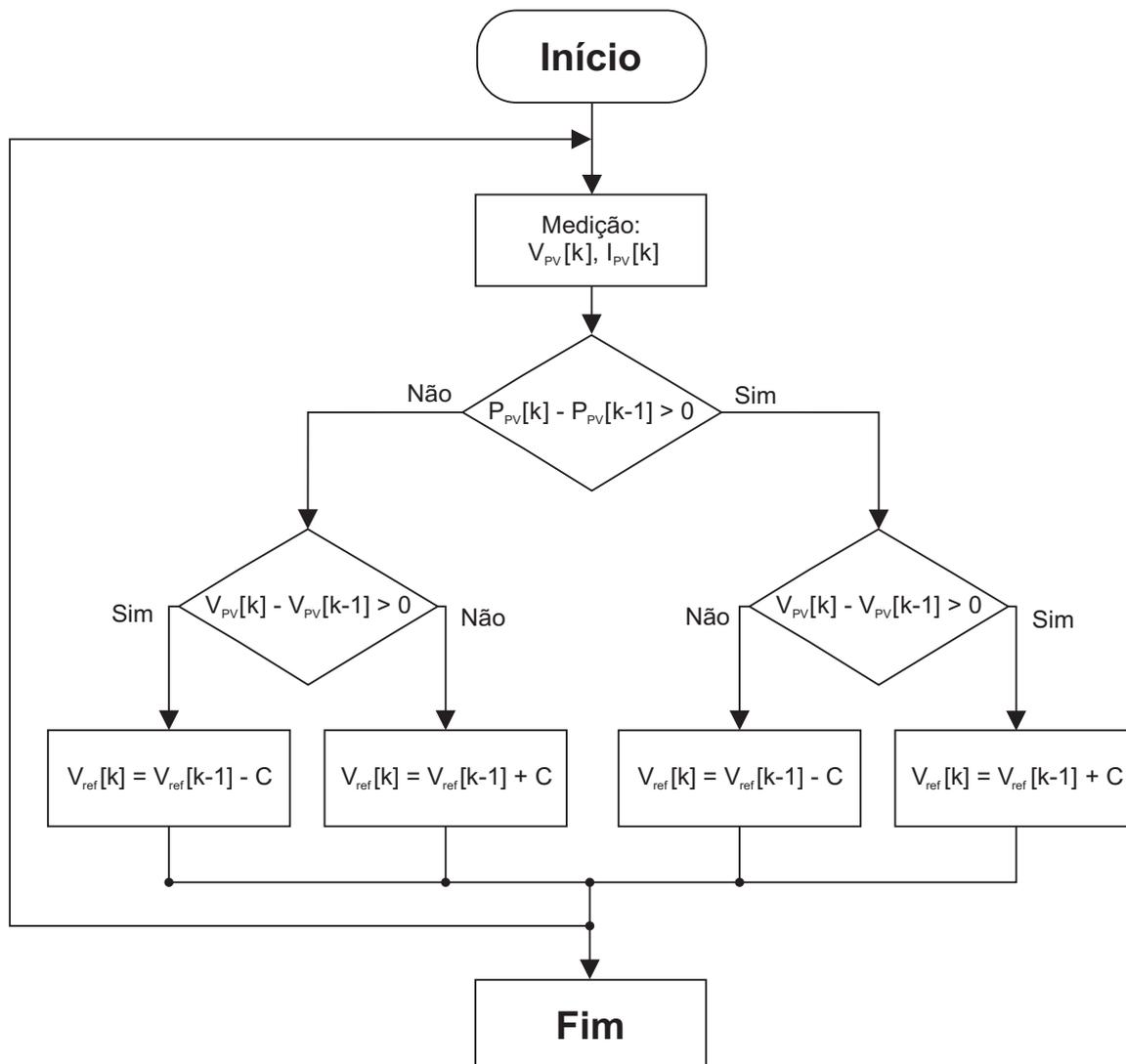
Fonte: adaptado de Villalva, Gazoli e Filho (2009).

Existem diversas abordagens para rastrear a máxima potência. Elas são divididas entre: métodos de cálculo direto, métodos inteligentes, métodos de condutância incremental (*incremental conductance* – INC) e métodos de perturbar e observar (P&O) (ZHANG et al., 2014).

Os métodos de cálculo direto utilizam aproximações para obter o ponto de máxima potência de maneira simples. Os métodos inteligentes geralmente se utilizam de um grande banco de dados para calcular o ponto de máxima potência, fazendo uso de técnicas como lógica *Fuzzy* ou redes neurais (DKHICHI et al., 2016), fornecendo uma solução compacta, precisa e que envolve menos cálculos (DUBEY; JOSHI, 2012). Métodos de condutância incremental utilizam a inclinação da curva  $P \times V$  para atingir o PMP. Métodos de P&O, sendo estes os mais usados, realizam pequenas variações na referência de tensão ou corrente para assim observar o comportamento da potência sob essas variações (ZHANG et al., 2014).

Um fluxograma para o método P&O é apresentado de maneira ilustrativa na Figura 11. O processo é iniciado com a medição da tensão  $V_{PV}$  e da corrente  $I_{PV}$  no arranjo fotovoltaico. Em seguida, observa-se o comportamento da potência e da tensão em relação aos valores anteriormente medidos. O valor da referência da tensão  $V_{ref}$  é incrementado quando ocorre uma elevação do valor medido da tensão e da potência simultaneamente. Em uma situação diferente, quando a potência se eleva com a diminuição da tensão ou quando a potência é reduzida com o aumento da tensão, a referência de tensão  $V_{ref}$  é decrementada. O valor do incremento ou decremento é dado pela constante  $C$ .

Figura 11 – Método MPPT P&amp;O



Fonte: adaptado de Killi e Samanta (2015).

## 2.4 Filtros

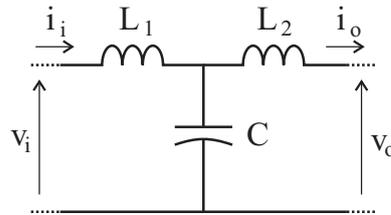
A conexão de sistemas à rede que possuem dispositivos que contêm comutação em elevadas frequências, como no caso dos inversores dos sistemas fotovoltaicos, torna necessária a aplicação de filtros para mitigação dos harmônicos relacionados às comutações (PAUKNER et al., 2015).

De maneira simplificada, pode-se utilizar um filtro de primeira ordem para o acoplamento do sistema à rede elétrica. Esse tipo de filtro é composto apenas por um indutor entre o inversor e a rede, apresentando atenuação de  $-20 \text{ dB/dec}$ . De maneira geral, esse tipo de filtragem necessita de altas indutâncias, o que eleva o tamanho e o custo do sistema.

Como alternativa utiliza-se em geral o filtro LCL, apresentado na Figura 12, composto por dois indutores e um capacitor paralelo entre eles. Esse filtro de terceira ordem possui

uma atenuação de  $-60 \text{ dB/dec}$ , resultando em uma filtragem mais efetiva com componentes menores. Em contrapartida, é necessário realizar a sintonia do filtro para o sistema proposto, de modo a realizar a filtragem de maneira eficaz (WU; HE; BLAABJERG, 2012; BERES et al., 2016).

Figura 12 – Estrutura do filtro LCL



Fonte: Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005)

A metodologia para o design do filtro LCL é apresentada por Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005). A função de transferências do filtro que relaciona a tensão de entrada com a corrente de saída é apresentada na equação (4).

$$\frac{i_o(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C + s(L_1 L_2)} \quad (4)$$

A construção do filtro LCL apresenta uma frequência de ressonância, que deve ser cuidadosamente analisada para evitar amplificações indesejadas no espectro harmônico. Desse modo, no projeto do filtro a frequência de ressonância deve ser sintonizada de modo a se situar entre dez vezes a frequência da rede e metade de frequência de chaveamento (WU; HE; BLAABJERG, 2012). A frequência de ressonância  $\omega_{res}$ , em radianos, é obtida a partir da equação (5).

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (5)$$

## 2.5 Proteção anti-ilhamento

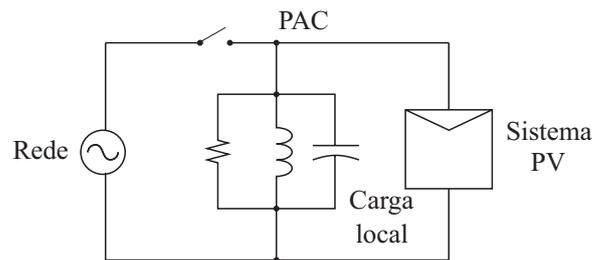
Os problemas relacionados ao ilhamento geralmente são associados a sistemas de baixa potência, em que se faz constantemente necessário avaliar se o sistema encontra-se conectado à rede ativa ou ilhado. A ocorrência do ilhamento se dá quando a rede elétrica é desconectada e o sistema de geração distribuída permanece fornecendo energia localmente (Ciobotaru; Agelidis; Teodorescu, 2008).

Nesse tipo de sistema a carga não pode se desconectar da rede elétrica. Desse modo, na situação de ilhamento o sistema de geração deve ser desligado, evitando assim danos aos equipamentos conectados ao sistema de geração.

Para esse propósito, é inserido um sistema de proteção anti-ilhamento, que possui como critérios confiabilidade, seletividade e mínima perturbação do sistema.

A atuação do sistema anti-ilhamento ocorre no Ponto de Acoplamento Comum (PAC). Nesse ponto são observadas as condições de conexão, em geral a partir da frequência e do nível da tensão, para definir se o sistema encontra-se ilhado ou não. A Figura 13 apresenta a localização do PAC no sistema de geração.

Figura 13 – Localização do PAC



Fonte: adaptado de Tedde e Smedley (2014).

De modo que seja possível desativar o sistema quando ocorrer uma situação de ilhamento, diversas técnicas de detecção de ilhamento podem ser aplicadas à instalação. Segundo Velasco et al. (2010), as técnicas de detecção são classificadas como técnicas remotas ou locais. Técnicas locais podem ainda ser classificadas como passivas ou ativas.

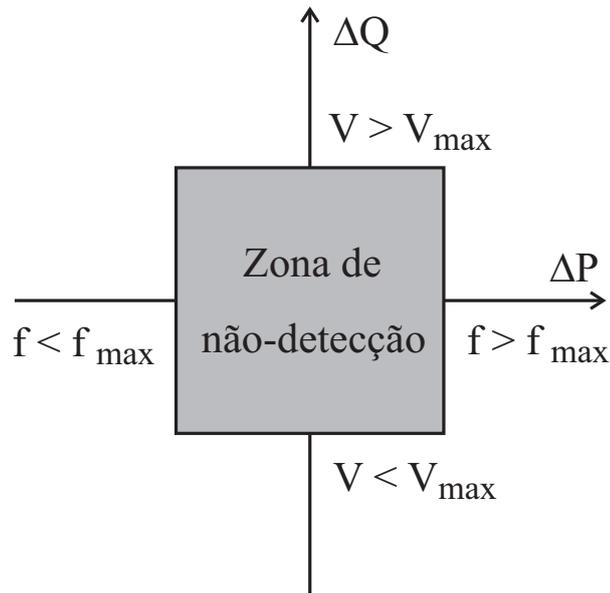
As técnicas remotas são aplicadas a partir da comunicação da rede com o sistema de geração distribuída. A comunicação é realizada usando um emissor na linha de transmissão e um receptor no PAC (MAHAT; CHEN; BAK-JENSEN, 2008).

De maneira geral, técnicas passivas locais partem do monitoramento dos parâmetros da tensão, como amplitude, frequência, fase ou harmônicos, de modo a identificar quando um desses parâmetros ultrapassa os limites estabelecidos. Esse tipo de técnica tem como principal desvantagem as situações em que o sistema cai na Zona de não-deteção, nas quais não é possível definir com precisão se o sistema encontra-se ilhado ou não (VELASCO et al., 2010).

Na Figura 14 observa-se a zona de não deteção. No esquema,  $\Delta P$  e  $\Delta Q$  representam a diferença entre as potências ativa e reativa geradas pelo sistema de geração distribuída e absorvida pela carga. Quanto menores forem essas diferenças, menor será a perturbação observada na tensão e na frequência, tornando mais difícil a detecção do ilhamento.

Desse modo utilizam-se os métodos ativos, através dos quais são gerados distúrbios na rede e é realizado o monitoramento a partir dos métodos passivos. Em uma situação de ilhamento em que não há a presença de uma rede forte os distúrbios se tornam mais aparentes, permitindo assim uma detecção mais precisa (VELASCO et al., 2010).

Figura 14 – Zona de não-deteccção



Fonte: adaptado de Tedde e Smedley (2014).

## 2.6 Classificação das usinas fotovoltaicas

O tipo de sistema, bem como sua estrutura e composição de equipamentos varia de acordo com o tipo de aplicação apresentada. De maneira geral, pode-se dividir os sistemas conectados à rede em duas categorias: usinas de geração centralizada, geralmente de grande porte, cuja produção se destina à comercialização de energia e usinas descentralizadas, geralmente associadas ao autoconsumo, sendo em geral aplicadas sob legislação de micro e mini geração distribuída.

### 2.6.1 Geração centralizada

Uma planta fotovoltaica de grande porte conectada à rede apresenta, primordialmente, o sistema fotovoltaico de grande porte, incluindo o arranjo fotovoltaico e inversores, transformadores de enrolamento dividido conectados a uma linha de transmissão em baixa ou média tensão e um transformador de grande porte para conexão com a linha de transmissão em alta tensão (LIU et al., 2018).

Sistemas fotovoltaicos de larga escala são amplamente implantados devido à sua eficiência e multifuncionalidade (LIU et al., 2018). Sistemas centralizados possuem como principal vantagem em relação aos sistemas de pequeno porte o menor custo de instalação em relação à energia total gerada, proporcionando um custo menor por MWh, além de menores perdas nos inversores. Adicionalmente, a utilização de inversores em paralelo, presentes nesse tipo de sistema, possibilita outras vantagens, como limitação de potência (*clipping*) e ajuste de potência reativa (ZHOU; ZHANG, 2013).

Em contrapartida, sistemas de grande porte são geralmente instalados longe dos grandes centros de consumo, necessitando assim de uma rede de transmissão para transportar a energia para esses centros. A presença da impedância da linha de transmissão também causa problemas de qualidade de energia devido à circulação de corrente entre os inversores (LIU et al., 2018). A instalação de usinas fotovoltaicas de grande porte, ademais, causa problemas devido à natureza do sistema, como flutuação aleatória da potência, harmônicos, assimetria, *flicker* e problemas com qualidade de energia e estabilidade (ZHOU; ZHANG, 2013).

Além disso, os sistemas de grande porte devem funcionar de maneira independente. Desse modo, é necessário seguir as normas vigentes e códigos de rede específicos para sistemas fotovoltaicos.

Em geral, os códigos de rede apresentam as normas de conexão para sistemas de geração em cada país. Neles se encontram informações como requisitos de suportabilidade a subtensões e sobretensões dinâmicas (*fault ride through* - FRT), limites de tensão e frequência, controle de potência ativa/frequência e controle de potência reativa/tensão (CABRERA-TOBAR et al., 2016).

No Brasil essas informações são detalhadas pelos Procedimentos de Rede do Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), constando no Submódulo 3.6 - Requisitos técnicos mínimos para a conexão às instalações de transmissão (ONS, 2019).

Os requisitos de conexão determinam a influência que o sistema exerce sobre a rede. Por esse motivo, quanto maior a penetração dos sistemas fotovoltaicos na matriz energética, mais restrições devem ser aplicadas às normas para instalação de sistemas de grande porte. Dentre essas restrições destaca-se a prestação de serviços ancilares pelas geradoras, podendo incluir por exemplo suporte de potência reativa, controle de tensão e frequência e reserva de potência ativa (CABRERA-TOBAR et al., 2016).

Existe uma recente preocupação a respeito da superprodução energética no período de geração de energia solar. Além disso, essa característica força as outras plantas de geração a aumentar sua produção no começo da noite, quando a geração solar é encerrada. Segundo Obi e Bass (2016), há um forte incentivo aos fabricantes de inversores para produção de equipamentos integrados com sistemas de armazenamento de energia a partir de baterias, sendo assim capazes de alongar a curva de geração, além de fornecer serviços ancilares.

## 2.6.2 Geração distribuída

Sistemas descentralizados se enquadram como geração distribuída. Esse tipo de usina geralmente é aplicado dentro de unidades consumidoras da rede de distribuição de energia elétrica.

Embora apresentem um custo relativo elevado quando comparados aos sistemas de grande porte, os sistemas de geração distribuída se tornam cada vez mais atrativos devido

aos custos de equipamentos e instalação continuamente menores (DIEFENDERFER; PRESCOTT; JANSSON, 2015).

Esse tipo de instalação apresenta benefícios à rede, como custos evitados de transmissão de energia, possibilidade de redução dos gastos energéticos a partir de sistemas de instalação híbrida (calor e eletricidade) e maior confiabilidade no fornecimento de energia (GULLÌ, 2006).

No Brasil, a geração distribuída é categorizada como mini e micro geração. A instalação desse tipo de usina é realizada seguindo as normas da Resolução 482/2012 e atualizada pela Resolução 687/2015 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Os sistemas instalados no país utilizam um medidor de energia bidirecional e possuem potência de até 75 kW para microgeração e entre 75 kW e 5 MW para minigeração. À energia excedente gerada é aplicado um sistema de compensação energética (*net metering*), realizado com um período de validade de 60 meses (ANEEL, 2015).

Apesar de serem menos detalhados que os requisitos técnicos dos sistemas centralizados, também são aplicadas normas de qualidade de energia às instalações distribuídas de geração fotovoltaica. No Brasil essas informações constam no Módulo 3 - Acesso ao Sistema de Distribuição e no Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica, do PRODIST - Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (ANEEL, 2016a; ANEEL, 2016b). As normas de conexão incluem dispositivos de proteção, transformador de acoplamento, sistema anti-ilhamento e equipamento de medição de energia.

### 2.6.3 Geração isolada

Em localidades em que a rede elétrica de alimentação não é presente, a utilização de sistemas fotovoltaicos isolados se apresenta como uma alternativa viável, como é o caso de áreas rurais isoladas, ilhas, sistemas de bombeamento de água, telefones de emergência em estradas ou outras instalações que não possuam infraestrutura de rede elétrica (TULADHAR, 2011; KHATAMI et al., 2013). Esse tipo de sistema é constituído de painéis fotovoltaicos, controladores de carga, inversores e banco de baterias (JASUAN; NAWAWI; SAMLAH, 2018).

No Brasil a principal aplicação de usinas fotovoltaicas isoladas se deu a partir do projeto Luz para Todos, do Ministério de Minas e Energia. O projeto visa a eletrificação rural em áreas em que não há redes de distribuição. No desenvolvimento do projeto foram aplicadas pequenas usinas fotovoltaicas isoladas nas áreas não atendidas pela rede elétrica (CONGRESSO DA REPÚBLICA, 2018).

Em fevereiro de 2020 o Governo Federal do Brasil instituiu o programa Mais Luz para a Amazônia, que irá realizar a instalação de sistemas fotovoltaicos em áreas remotas da Amazônia Legal (CONGRESSO DA REPÚBLICA, 2020; MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, 2020).

## 2.7 Controle de conversores CC-CC em sistemas fotovoltaicos

O controlador aplicado ao conversor CC-CC é responsável por garantir que a referência gerada pelo algoritmo MPPT seja seguida de forma eficiente. Para isso, é necessário regular a tensão ou a corrente do painel. Sistemas que fazem o controle direto da comutação das chaves a partir do MPPT, não dispondo de malhas de controle de corrente e tensão, apresentam maior estresse nas chaves, ocasionando perdas energéticas mais elevadas (VILLALVA; SIQUEIRA; RUPPERT, 2010).

Se faz interessante apresentar os controladores utilizados em sistemas fotovoltaicos a partir de sua classificação entre controladores lineares (Zmood; Holmes; Bode, 2001), não lineares (Karamanakos; Geyer; Manias, 2013) e inteligentes (BASARAN; CETIN, 2016), de modo a compreender suas diferentes aplicações. A seguir essas categorias de controladores serão explicadas com mais detalhes, incluindo recentes publicações presentes na literatura retratando seus diversos usos em sistemas fotovoltaicos.

### 2.7.1 Controladores lineares

Os controladores lineares utilizados para a regulação dos parâmetros dos painéis fotovoltaicos são baseados no modelo linearizado do sistema. Essa modelagem utiliza, em geral, a análise de pequenos sinais ou de variáveis médias (KIRAN et al., 2016). Os controladores Proporcional-Integral (PI), Proporcional-Integral-Derivativo (PID) e Avanço-Atraso são algumas das técnicas de controle linear empregadas em sistemas fotovoltaicos.

O controlador PID apresenta uma função de transferência composta pelo ganho proporcional  $K_P$ , o ganho integral  $K_I$  e o ganho derivativo  $K_D$  (ANG; CHONG; LI, 2005). O ganho proporcional é responsável por melhorar o tempo de resposta do controlador, porém seu acréscimo ocasiona maior sobressinal. O ganho integral reduz o erro de regime permanente, porém causa uma elevação do tempo de resposta e do sobressinal. Por sua vez, o ganho derivativo melhora a resposta transitória.

O uso do ganho derivativo é evitado devido à sua característica de amplificação de ruídos. Por consequência disso, aplicações de controle para conversores CC-CC dão preferência ao controlador PI em detrimento do controlador PID (RAHIM; SELVARAJ; KRISMADINATA, 2010).

Os controladores Avanço-Atraso são compensadores lineares projetados a partir da análise da resposta em frequência do sistema. Sua função de transferência apresenta dois pares de polos e zeros, que geram um avanço de fase para altas frequências e um atraso de fase para baixas frequências (OGATA, 2011).

A utilização de controladores lineares para o controle do conversor CC-CC parte da necessidade de linearização do sistema em torno de um ponto de operação. Este geralmente

costuma ser o ponto de máxima potência para uma condição normal de temperatura e irradiância.

Haque, Wolfs e Alahakoon (2017) utilizam o controlador PI em um conversor multiporta para controlar o fluxo de potência entre o painel fotovoltaico, o banco de baterias e a carga de um sistema fotovoltaico a partir dos deslocamentos de fase entre as portas, utilizando uma modelagem de pequenos sinais. Os resultados obtidos a partir de degraus de potência em cada porta mostram que é possível realizar o fluxo de potência entre portas a partir dos deslocamentos de fase utilizando o conversor PI, porém um erro é observado no instante de aplicação do degrau, devido ao acoplamento de múltiplas malhas de controle. Os controladores são capazes de compartilhar energia usando as mudanças de fase relativas entre as fontes de tensão CA de alta frequência.

O controlador PI é utilizado por Lahoti, Shah e Kadam (2016) na malha interna para controle da corrente. A malha externa de tensão é controlada por um controlador avanço e integral. O controle é realizado em um conversor elevador e aplicado de modo a operar de maneira robusta, para sistemas isolados ou conectados à rede. Os resultados demonstram maior flexibilidade do sistema, eliminando a necessidade do uso de *dump loads*.

## 2.7.2 Controladores não lineares

A linearização do sistema não é capaz de representar corretamente o comportamento dos painéis sob variação de condições de temperatura ou irradiância, bem como variações de carga (FARD; ALDEEN, 2016). Por esse motivo, a aplicação de técnicas de controle não lineares permite uma melhoria na resposta dinâmica do sistema.

Um exemplo de topologia de controle não linear utilizada em conversores CC-CC de sistemas fotovoltaicos é o controle por modos deslizantes. Seu uso garante robustez frente a variações de parâmetro do sistema (ANANTHI; KANNAPIRAN, 2017).

O controle por modos deslizantes utiliza o modelo de espaço de estados do sistema em função das variáveis de controle. É criada então a superfície de deslizamento, definida como as possibilidades dos erros das variáveis de estado. As variáveis controladas obedecem a uma trajetória na superfície deslizante, devendo ficar na superfície de deslizamento (TAN; LAI; TSE, 2006).

No artigo apresentado por Ananthi e Kannapiran (2017), o desempenho do algoritmo MPPT de condutância incremental é comparado com o P&O sob o uso de um controlador por modos deslizantes para controle da tensão do arranjo fotovoltaico. Na avaliação, o método de condutância incremental obteve melhores resultados, com menor tempo de rastreamento, menor tempo de subida e menores oscilações.

Pradhan e Subudhi (2016) utilizam um controlador MPPT por modos deslizantes para controlar a tensão de entrada do conversor elevador de um sistema fotovoltaico. O controle é feito utilizando uma superfície deslizante com integral dupla (*Double Integral*

*Sliding Mode Controller* – DISMC), obtendo resultados superiores a outros controladores por modos deslizantes.

### 2.7.3 Controladores inteligentes

Com relação aos controladores inteligentes, em geral objetiva-se permitir a regulação das variáveis mesmo sob alterações dos parâmetros do circuito ou da carga. Técnicas de controle inteligente são capazes de operar em sistemas com múltiplas entradas e saídas, não necessitam de modelo matemático do sistema, apresentam maior robustez e permitem o controle de sistemas não lineares.

Um exemplo de técnica de controle inteligente é o controle baseado em rede neural artificial, que possui a capacidade de armazenar informações e “treinar” sua resposta, se adaptando a diversas condições. As redes neurais artificiais utilizadas em sistemas fotovoltaicos objetivam prever a irradiância, realizar o design do sistema e a modelagem dos painéis, monitorar a máxima potência e controlar a potência ativa gerada (KARABAKAK; CETIN, 2014).

O controle por lógica *Fuzzy* utiliza um algoritmo com lógica “se-então”. É composto por três passos: fuzzificação, inferência e defuzzificação. No primeiro, as variáveis são transformadas em variáveis linguísticas. Na inferência, as variáveis são avaliadas usando uma função de associação ou regras que relacionam as entradas e as saídas com lógica “se-então”. Por fim, as variáveis linguísticas são transformáveis em valores reais na defuzzificação (FARHAT et al., 2015; OZDEMIR; ALTIN; SEFA, 2017).

Dubey e Joshi (2012) apresentaram em seu trabalho a simulação de um sistema fotovoltaico com rastreamento solar que utiliza um conversor abaixador-elevador para alimentar uma carga CC. Foi avaliada a eficiência do método de rastreamento solar e o controle MPPT aplicado ao conversor abaixador-elevador, realizado a partir de rede neural. Os resultados apresentaram eficiência de 98,94% para o rastreamento solar e 98,19% para o controlador, totalizando uma eficiência de 97,14%.

No artigo publicado por Basaran e Cetin (2016), o conversor elevador e o inversor monofásico de um sistema fotovoltaico conectado à rede são controlados a partir de um controle por lógica *Fuzzy* em comparação com o controlador PI. Foi obtido menor tempo de resposta e sobressinal quase nulo para o controlador *Fuzzy*, em contraste com o sobressinal de aproximadamente 20% do controlador PI.

No trabalho apresentado por Mohamed et al. (2016), o conversor elevador tem sua tensão de entrada controlada a partir do controlador por lógica *Fuzzy*. O desempenho é comparado com o controlador PI, com menor tempo de resposta e sobressinal.

### 2.7.4 Controladores preditivos baseados no modelo

O controlador preditivo baseado no modelo é uma técnica de controle não linear e inteligente, capaz de prever comportamento das variáveis controladas a partir do modelo do sistema. Com a minimização de uma função custo, o estado futuro (ativado ou desativado) da chave semicondutora do conversor é selecionado (SHADMAND; BALOG; ABU-RUB, 2014; KAKOSIMOS; KLADAS; MANIAS, 2013).

Esse tipo de controlador tem sua aplicação vista com frequência em processos industriais, em especial na indústria petroquímica (Wang, 2013). É de simples implantação em sistemas multivariáveis, permitindo a inclusão de restrições e não linearidades do sistema (RODRIGUEZ et al., 2013).

Essa técnica de controle foi utilizada por Shadmand, Balog e Abu-Rub (2014) em um sistema fotovoltaico, propondo uma melhoria no MPPT P&O utilizando um controlador preditivo baseado no modelo para o controle da corrente de entrada do conversor *flyback*, obtendo um menor tempo de resposta em comparação com o MPPT P&O convencional. Além disso, propõem um controle de *droop* a partir de um controlador preditivo em um segundo conversor *flyback* em formação *back-to-back*, conectado ao barramento de um sistema CC com três conjuntos de geradores PV e conversores em *back-to-back*. O controlador realiza a previsão da corrente de saída e da tensão no barramento, mantendo os pontos de operação dos conversores equilibrados, com erro máximo de 0,80% na tensão do barramento durante os testes realizados.

Controladores preditivos baseados no modelo aplicados a conversores podem apresentar frequências de chaveamento variável, uma vez que o sinal de controle das chaves pode ou não ser alterado a cada ciclo operação do controlador. Esse tipo de operação é vista, por exemplo, no artigo apresentado por Kakosimos e Kladas (2011). Nele, um controlador preditivo baseado no modelo de passo fixo com horizonte de dois passos é utilizado para realizar o controle de corrente de um conversor elevador a fim de atingir a máxima potência utilizando um algoritmo MPPT de condutância incremental modificado.

Existem diferentes maneiras de obter um controlador preditivo com operação em frequência constante, porém demandam de técnicas e aproximações para obter esse resultado. Em geral, essas aplicações acabam por gerar maior esforço computacional, como o visto no trabalho de Geyer, Papafotiou e Morari (2008), em que o controlador preditivo aplicado a um conversor abaixador utiliza uma série de  $\nu$  subperíodos dentro de um período de chaveamento para definir os instantes em que as chaves podem ser ativadas ou desativadas.

Ainda pode-se encontrar a aplicação do controlador preditivo com operação em frequência constante em Kakosimos, Kladas e Manias (2013). Os autores propõem um estudo comparativo entre controladores de corrente para o conversor elevador de um sistema fotovoltaico, apresentando um controlador preditivo de Estados Finitos com frequência variável, e um controlador preditivo do tipo VCC (*Valley Current Control*) com frequência

de chaveamento constante. Os controladores propostos são combinados com um MPPT orientado à corrente, ou um MPPT orientado à tensão com a adição de uma malha de tensão com um controlador PI. Os resultados são comparados ainda a um controlador PI tradicional e um controlador por Modos Deslizantes + PI. O controlador VCC apresentou menor tempo de resposta em comparação com o controlador de Estados Finitos, além de menores oscilações na corrente. Os dois controladores preditivos tiveram melhor comportamento dinâmico com o MPPT orientado à tensão, obtendo resultados similares ao controlador por Modos Deslizantes + PI e superiores ao controlador PI tradicional.

A motivação para o desenvolvimento da presente tese consiste em obter uma técnica de controle preditivo, capaz de operar em frequência constante, porém mantendo a simplicidade de projeto dos controladores de estado finito com frequência variável. Esse controlador será aplicado ao conversor elevador de um sistema fotovoltaico e seu desenvolvimento e construção serão apresentados nas seções que se seguem.

---

## Controle Preditivo

A escolha de uma técnica de controle adequada para um determinado sistema é a base para uma operação otimizada. Segundo Cortes et al. (2008), no que diz respeito ao controle de conversores diversas técnicas têm sido propostas na literatura, incluindo controle por histerese, linear, lógica *fuzzy*, modos deslizantes e controladores preditivos.

Segundo Rodriguez e Cortes (2012), o processo de controle de conversores apresenta como características a atuação sobre um sistema não linear, número finito de estados de chaveamento e presença de restrições. Sobre o cenário dos atuais controladores aplicados a conversores, observa-se a majoritária implementação em tempo discreto, em que os modelos dos conversores são conhecidos e sob plataformas de rápido processamento. Essas características dos conversores e controladores permite a aplicação das técnicas de controle preditivo, cada vez mais populares no decorrer da década.

Os controladores preditivos realizam a predição dos estados futuros das variáveis de interesse, obtendo assim a atuação ótima sobre os conversores, a partir do critério de otimização predefinido.

Segundo Rodriguez e Cortes (2012), uma das principais vantagens dos controladores preditivos baseados no modelo é a sua fácil compreensão e aplicabilidade em uma variedade de sistemas. Além disso, permite a consideração para casos multivariáveis, compensação de tempos mortos e inclusão simples de não linearidades no modelo. O controle preditivo possibilita ainda o tratamento de restrições, com implementação direta do controlador e metodologia adequada para inclusão de modificações e extensões, dependendo de aplicações específicas.

Por outro lado, esse tipo de controlador apresenta algumas desvantagens, como requerimento de um modelo de alta qualidade, necessidade de utilização de um algoritmo de adaptação ou estimação quando há possibilidade de parâmetros do sistema se alterarem e realização de grande número de operações matemáticas para o controle em comparação aos controladores clássicos. Apesar disso, os microcontroladores modernos com maior capacidade de processamento tornam possível esse tipo de implementação (CORTES et al., 2008).

Dentre os controladores preditivos, pode-se destacar controladores *deadbeat*, cuja atuação é realizada de modo a obter um erro nulo no próximo instante de amostragem; baseados em histerese, em que a otimização é realizada objetivando manter os parâmetros de controle dentro de uma área de histerese; baseados em trajetória, que realizam o controle definindo uma trajetória para as variáveis; e os controladores preditivos baseados no modelo, em que o controle é realizado a partir de uma função custo a ser minimizada (CORTES et al., 2008; RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Os controladores preditivos baseados no modelo consistem em uma estrutura de controle que, a partir do modelo do sistema, obtém um horizonte de previsões de modo a minimizar uma função custo por uma seleção de variáveis manipuladas sobre um horizonte de controle, definindo assim a atuação do controlador (BEQUETTE, 2003). Esse tipo de controle permite a inclusão direta de não linearidades, sem necessidade de linearização em torno de um ponto de operação, aumentando assim a precisão do controlador. Além disso, a inclusão de restrições pode ser realizada diretamente no controlador, sendo de simples implementação (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Ainda de acordo com o autor citado, a previsão do comportamento futuro das variáveis é realizada a partir do modelo do sistema. Essa previsão é realizada a partir de um horizonte de  $N$  previsões no tempo, obtendo assim os  $N$  valores futuros da variável controlada. A atuação do controlador é feita apenas aplicando a primeira previsão do horizonte de previsões, realizando assim uma estratégia de recuo, em que a cada instante de amostragem o horizonte é levado para o futuro, aumentando a precisão do controlador.

Os controladores preditivos baseados no modelo podem ser classificados entre *Continuous Control Set* (CCS) e *Finite Control Set* (FCS). O primeiro inclui um modulador que gera os estados de chaveamento a partir de uma saída contínua do controlador preditivo, enquanto o segundo utiliza o número limitado de estados de chaveamento do conversor para resolver o problema de otimização, sem necessitar de um modulador (RODRIGUEZ et al., 2013).

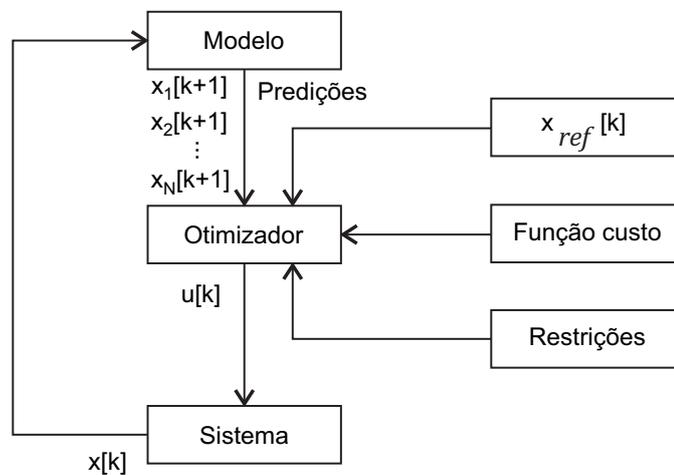
O controlador preditivo baseado no modelo do tipo *Finite Control Set* foi desenvolvido a partir de sistemas considerando um número finito de estados de chaveamento e os microprocessadores rápidos disponíveis atualmente, permitindo assim o cálculo de cada estado de chaveamento, apresentando uma possibilidade finita de atuações. Segundo Rodriguez e Cortes (2012), as etapas de desenvolvimento do controlador passam pela modelagem do conversor, definição da função custo e obtenção de modelos discretos para previsão das variáveis controladas.

A obtenção da função custo deve observar o número de estados possíveis de chaveamento do conversor. O valor total de estados é encontrado a partir da equação  $N = x^y$ , sendo  $x = 2$  o número de possibilidades de estado de cada chave (ativado e desativado) e  $y$  a quantidade de chaves presentes no conversor. Além disso, são desconsideradas as possíveis redundâncias, em que há mais de uma possível combinação de chaves que ge-

ram o mesmo estado do conversor. A função custo mais simples a ser definida para o controlador é obtida a partir da medida do erro entre a referência e a variável predita.

Um fluxograma do processo do controlador preditivo baseado no modelo do tipo *Finite Control Set* é apresentado na Figura 15. Na imagem,  $x[k]$  representa o valor atual da variável controlada,  $x_{ref}[k]$  é a referência a ser seguida pelo controlador e  $x[k+1]$  representa o valor futuro. Os  $N$  possíveis valores preditos para a variável  $x[k+1]$  são obtidos a partir do modelo. O controlador por sua vez define o valor ótimo e a atuação  $u[k]$  do sistema a partir da função custo, da referência desejada e das restrições.

Figura 15 – Fluxograma geral do controlador preditivo baseado no modelo do tipo *Finite Control Set*



Fonte: adaptado de Rodriguez et al. (2013).

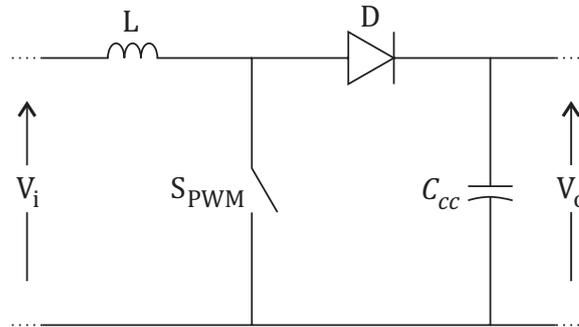
Para o desenvolvimento do controlador é necessário analisar detalhadamente o modelo do sistema, permitindo a obtenção das equações de controle. A seguir, apresentam-se o sistema desenvolvido, o processo de elaboração da função custo e a construção das malhas de controle propostas.

### 3.1 Projeto do conversor elevador

O conversor elevador em um sistema fotovoltaico é utilizado para controlar o nível de tensão no ponto de conexão dos painéis em relação à tensão do barramento CC. Em equipamentos fotovoltaicos, a tensão de saída dos painéis geralmente é mais baixa que a tensão necessária no barramento CC do inversor para conexão à rede. Por esse motivo, a utilização de conversores elevadores é muitas vezes necessária ao sistema. Além disso, esse equipamento atua como regulador de tensão dos painéis fotovoltaicos, seguindo a referência do algoritmo de rastreamento de máxima potência, regulando a sua tensão de entrada e retirando a potência máxima dos painéis a ele conectados.

Um conversor elevador é constituído por um indutor, um interruptor controlado unidirecional em corrente, um interruptor não controlado (diodo) e o capacitor do *link-CC*. A operação do interruptor geralmente se dá a partir de modulação PWM. A Figura 16 a seguir apresenta sua estrutura.

Figura 16 – Estrutura básica de um conversor elevador

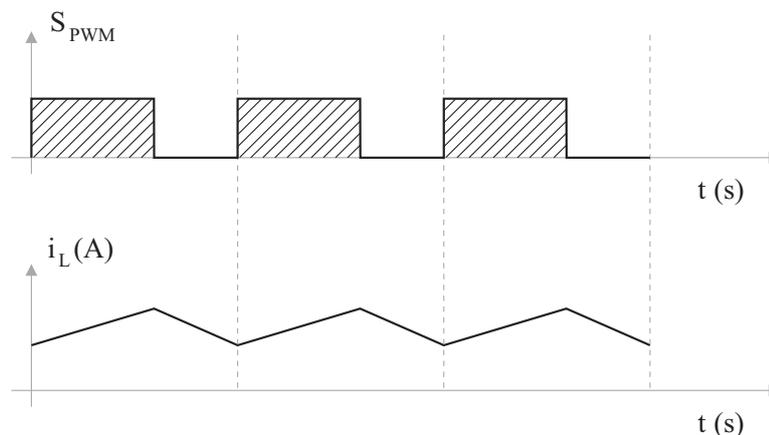


Fonte: adaptado de Lahoti, Shah e Kadam (2016).

O conversor elevador pode operar no Modo de Condução Contínua (MCC) ou o Modo de Condução Descontínua (MCD). O ponto marginal entre esses dois modos de condução é denominado condução crítica.

No MCC, a corrente  $i_L$  que flui através do indutor presente no conversor nunca atinge o valor zero, resultando em uma maior simplicidade de projeto, uma vez que o diodo permanece sempre diretamente polarizado. O comportamento da corrente em função do chaveamento  $S_{PWM}$  é apresentado na Figura 17.

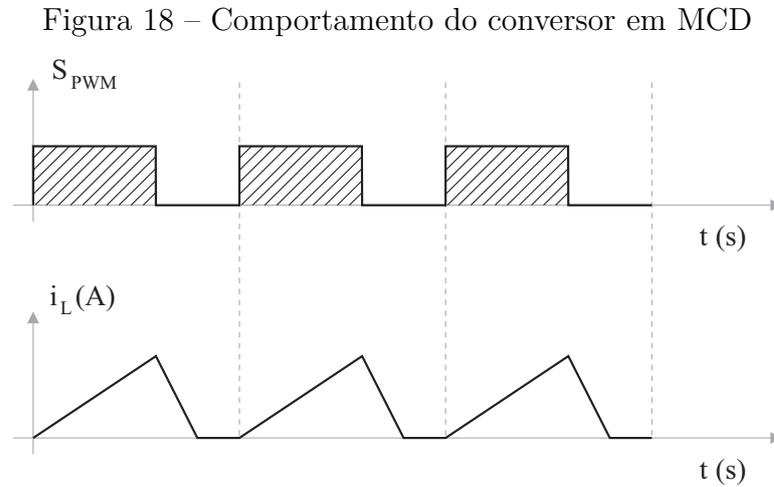
Figura 17 – Comportamento do conversor em MCC



Fonte: Martins e Barbi (2006)

Para o MCD, durante a descarga do indutor a corrente torna-se zero em um determinado instante, permanecendo assim até a próxima etapa de ativação da chave, quando o indutor volta a se carregar. Nessa situação o diodo é polarizado reversamente, aumen-

tando a complexidade do modelo. O fluxo da corrente no indutor no MCD pode ser observado na Figura 18.



Fonte: Martins e Barbi (2006)

A relação entre as tensões de entrada e saída do conversor elevador, desconsiderando as não idealidades, é obtida como uma função da razão cíclica  $d$ , sendo definida pela equação (6), em que  $V_i$  é a tensão de entrada e  $V_o$  a tensão de saída do conversor.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - d} \quad (6)$$

Os parâmetros do conversor devem ser projetados de modo a obedecer aos requisitos de projeto e à escolha do modo de operação, mantendo a viabilidade de custo e dimensão do conversor.

Para garantir o funcionamento do conversor no modo de condução desejado, é necessário avaliar a indutância crítica. Essa característica define o valor de indutância para o sistema permanecer no MCC ou no MCD, sendo definida pela equação (7), em que  $L_{crit}$  é a indutância crítica,  $d$  é a razão cíclica,  $V_o$  é a tensão de saída do conversor,  $I_o$  é a corrente de saída do conversor e  $f_c$  é a frequência de chaveamento (MARTINS; BARBI, 2006).

$$L_{crit} = \frac{d(1 - d)^2 V_o}{2I_o f_c} \quad (7)$$

De maneira similar, o capacitor  $C$  é definido de modo a limitar as oscilações na tensão do barramento CC,  $\Delta V_o$ . A escolha do capacitor é feita a partir da equação (8), em que  $I_o$  representa a corrente de saída do conversor,  $d$  a razão cíclica e  $f_c$  a frequência de chaveamento.

$$C = \frac{I_o \cdot d}{\Delta V_o \cdot f_c} \quad (8)$$

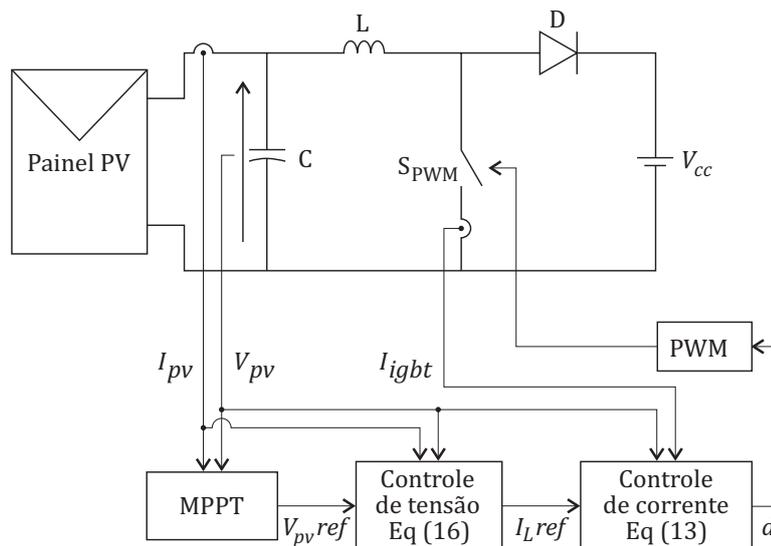
As equações (7) e (8) serão utilizadas na seção 5.1 para validar os dados do kit experimental utilizado para avaliação dos resultados finais.

## 3.2 Modelo do conversor elevador

O conversor elevador é aplicado para elevar a tensão do painel ou arranjo fotovoltaico do sistema, entregue em seu estágio de entrada, a valores requeridos nos estágios subsequentes conectados em sua saída. Essa topologia de conversor tem a vantagem de baixo custo, simplicidade de projeto e uma reduzida quantidade de componentes (ABOLHASANI et al., 2016). A análise do modelo é simplificada, assumindo que o conversor elevador está perfeitamente desacoplado do inversor a partir do capacitor  $C_{cc}$ , considerado grande o suficiente de modo a ser capaz de proporcionar uma tensão constante  $V_{cc}$  na saída do conversor. Assim, foram desconsideradas as ondulações com o dobro da frequência da rede que são geralmente presentes nesse tipo de sistema.

Portanto, para a análise do controlador proposto, o diagrama de blocos representado na Figura 19 é usado como referência. No diagrama, os controladores são representados a partir do controle de corrente - equação (16) - e controle de tensão - equação (19). Este equacionamento será desenvolvido e apresentado com detalhes na seção 3.4. O capacitor  $C$  entre o painel e o conversor permite a estabilização do nível de tensão, reduzindo os efeitos da comutação da chave na corrente de saída do painel.

Figura 19 – Conversor elevador e diagrama de controle

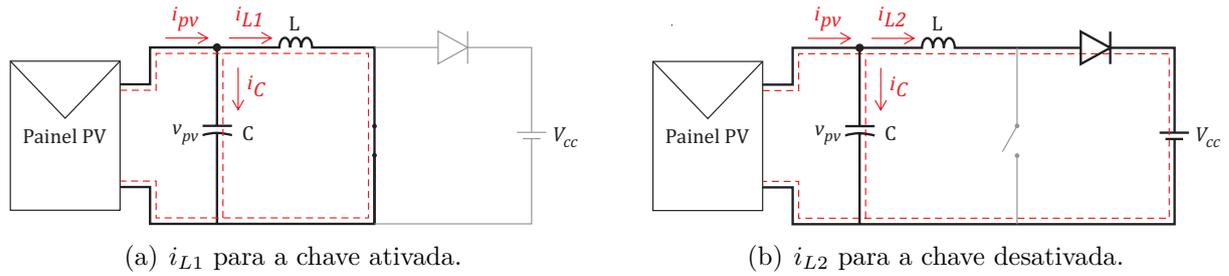


Fonte: Autor.

O conversor elevador proposto foi modelado considerando os dois estados possíveis no chaveamento  $S_{PWM}$  e assumindo o diodo ideal. Desse modo, o circuito do conversor apresentará dois caminhos diferentes para a corrente.

Com a chave ativada, observa-se a corrente fluindo conforme apresentado na Figura 20(a). Nesse caso a energia é transferida para o carregamento do indutor  $L$  em razão da corrente crescente  $i_{L1}$ . Em seguida, com a chave desativada, o indutor é descarregado e a corrente em estado decrescente nesse estado é denominada  $i_{L2}$ , sendo representada na Figura 20(b).

Figura 20 – Comportamento da corrente  $i_L$  para os diferentes estados da chave



Fonte: Autor.

Conforme apresentado, a equação da corrente  $i_L$  pode ser definida por (9). Portanto, quando a chave está em *ON*, a corrente do indutor flui através dela, dependendo da tensão nos terminais do painel, e quando a chave está em *OFF*, a corrente do indutor flui através do diodo, resultando da tensão entre o painel e o *link-CC*  $V_{cc}$ .

$$\begin{cases} \text{Chave ON} : \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_{pv}}{L} \\ \text{Chave OFF} : \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{pv} - V_{cc}}{L} \end{cases} \quad (9)$$

Na equação,  $v_{pv}$  é a tensão do painel fotovoltaico,  $L$  é o indutor do conversor elevador e  $V_{cc}$  é a tensão do *link-CC* na saída do conversor.

### 3.3 Finite Control Set - Model Predictive Control

A proposta deste trabalho consiste em uma aplicação da técnica de controle preditivo do tipo *Finite Control Set* com operação em frequência constante. Para compreender em detalhes as diferenças entre essa abordagem e o modelo clássico, o desenvolvimento do controlador com frequência variável desenvolvido por Kakosimos e Kladas (2011) é apresentado a seguir.

O controle preditivo do tipo FCS-MPC foi realizado por Kakosimos e Kladas (2011) para um conversor elevador de um sistema fotovoltaico. No trabalho, o referido autor utiliza uma função custo aplicada a um horizonte de dois passos para aumentar a robustez do sistema e atenuar as oscilações. O modelo elaborado pelo autor para a predição das variáveis controladas é dado pela equação (10). Na equação,  $i_{pv}$  é a corrente de entrada do conversor,  $v_{cc}$  é a tensão de saída do conversor,  $s$  representa o estado da chave (1 para

a chave aberta e 0 para a chave fechada),  $T_s$  é o período de amostragem,  $C_{pv}$  é o capacitor na saída do conversor,  $R$  representa uma resistência equivalente conectada na saída do conversor,  $L$  é o indutor do conversor elevador e  $v_{pv}$  é a tensão nos terminais do painel fotovoltaico.

$$\begin{bmatrix} i_{pv}[k+1] \\ v_{cc}[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -s \cdot \frac{T_s}{L} \\ s \cdot \frac{T_s}{C_{cc}} & 1 - \frac{T_s}{R \cdot C_{cc}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{pv}[k] \\ v_{cc}[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_{pv}[k] \quad (10)$$

A partir das predições do modelo, a função custo é apresentada nas equações (11), para a predição do primeiro passo, e (12), para o segundo passo.

$$J_{s=n}^{n=0,1} = \omega_A \cdot |v_{cc,s=n}[k+1] - v^*| + \omega_B \cdot |i_{pv,s=n}[k+1] - i^*| \quad (11)$$

$$J_{s=m}^{n=0,1 \& m=0,1} = \omega_C \cdot |v_{cc,s=m}[k+2] - v^*| + \omega_D \cdot |i_{pv,s=m}[k+2] - i^*| + J_{s=n} \quad (12)$$

Em que  $J$  representa a função custo,  $\omega$  são os pesos definidos para cada parcela das funções custo,  $v_{cc}$  é a tensão do capacitor de saída do conversor e  $i_{pv}$  é a corrente de entrada do conversor.

Como esse tipo de controle fornece diretamente o sinal para comutação da chave, sem necessidade de modulador, tem-se uma operação com frequência de chaveamento variável, já que as comutações dependem da predição do controlador a cada ciclo. Desse modo, observam-se oscilações com amplitude muito elevada na corrente do indutor, podendo entrar em modo de condução descontínua. Além disso, ocorre um espalhamento no espectro harmônico, resultando em maior dificuldade para a filtragem.

Considerando que a comutação da chave é realizada diretamente pelo sinal de saída do controlador, a observação de um período completo de ativação e desativação da chave será no mínimo duas vezes o valor do período de amostragem do controlador, uma vez que são necessárias ao menos duas operações de controle para ativar e desativar a chave. Desse modo, observa-se uma frequência de chaveamento variável e limitada a 50% da frequência de amostragem do controlador, diminuindo consideravelmente a eficiência do sistema e podendo, a depender da operação, retirar a chave da região de operação desejada.

Em contraste a essa topologia, a técnica de controle apresentada neste trabalho consiste em um controlador preditivo baseado no modelo do tipo FCS-MPC, com frequência de chaveamento constante. O controle é aplicado ao conversor elevador de um sistema fotovoltaico. O FCS-MPC tem como objetivo prever o estado futuro de comutação ideal da chave PWM a partir dos dois estados possíveis do conversor.

De modo a obter uma frequência de chaveamento constante, a função objetivo é construída buscando um valor para a razão cíclica em vez do sinal de comutação da chave,

necessitando assim de um modulador PWM, mas reduzindo problemas com harmônicos indesejados e mantendo a simplicidade de projeto.

A partir do modelo, o controlador preditivo obtém uma função para prever o valor ideal da razão cíclica do conversor, de modo a minimizar o erro. Na presente proposta, a função custo é obtida a partir das taxas de variação das curvas de carga e descarga da corrente que flui através do indutor presente no conversor elevador nos dois estados de comutação possíveis da chave semicondutora. O erro a ser minimizado decorre da diferença entre o tamanho da variação do nível de corrente na carga e na descarga do indutor, visto que, quando distante da referência de corrente, a diferença é maior e quando próximo da referência, a diferença tende a se aproximar de zero.

É necessário observar que o sistema de controle proposto utiliza as taxas de variação da corrente na carga e descarga do indutor. Desse modo, o MCD não é aplicável à técnica de controle proposta, posto que os intervalos em que o diodo está reversamente polarizado durante o intervalo em que a chave está desativada, zerando a corrente no indutor, não estão previstos no modelo do controlador preditivo. No MCD, as variações positivas e negativas da corrente no indutor são iguais, havendo alteração apenas no nível e duração dessas oscilações de corrente. Essa característica inviabiliza a proposta, uma vez que a função custo será sempre zero.

## 3.4 Proposta de FCS-MPC com operação em frequência constante

Como mostrado no diagrama de blocos do sistema PV apresentado na Figura 19, o FCS-MPC proposto é dividido em duas malhas. A primeira é a malha externa de controle de tensão, atuando como regulador de tensão, seguindo a referência  $V_{pv,ref}$  gerada pelo algoritmo MPPT e fornecendo a referência de corrente  $i_{L,ref}$ . A segunda é a malha interna de controle de corrente, que segue o sinal fornecido pela malha externa e gera a razão cíclica que controla a chave  $S_{PWM}$ .

A seguir, as etapas de desenvolvimento da proposta de controle deste trabalho são apresentadas. A função custo para o FCS-MPC com operação em frequência constante é obtida para as malhas de controle do conversor elevador.

### 3.4.1 Malha interna de controle de corrente

No *Finite Control Set* clássico, os estados *ON* ou *OFF* da chave do conversor são selecionados a partir da minimização da função custo. Nesse caso, o conversor elevador opera com frequência de chaveamento variável (KAKOSIMOS; KLADAS, 2011).

Para tornar possível a realização da proposta de operação com frequência de chaveamento constante, a função custo foi desenvolvida a partir da equação (13) (ATIA; SALEM,

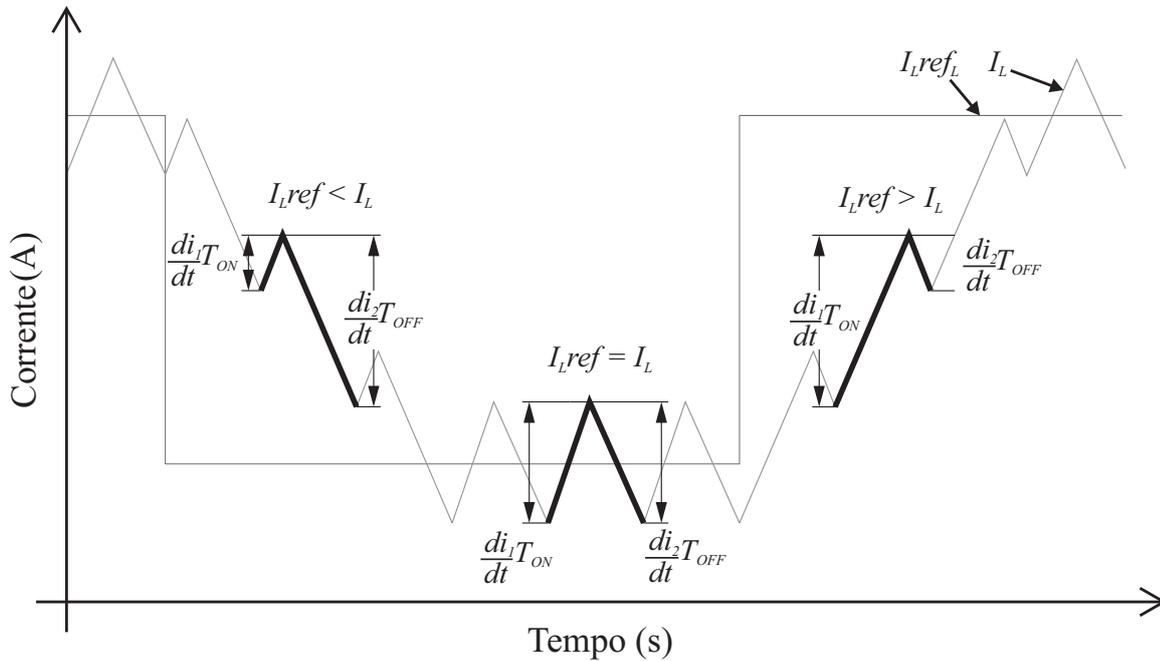
2013). Na equação, o erro de corrente do indutor é dado por  $i_e$ ,  $i_L[k + 1]$  é a corrente prevista do indutor e  $i_L[k]$  é o valor medido da corrente do indutor em um determinado instante de amostragem.

$$J = i_e = i_L[k + 1] - i_L[k] \quad (13)$$

Neste trabalho, o erro da corrente do indutor será calculado usando a equação (14), a partir dos intervalos de carga e descarga do indutor, assumindo o tempo em que a chave está ligada  $T_{ON}$  e o tempo em que a chave está desativada  $T_{OFF}$ . O comportamento da corrente é exemplificado na Figura 21. A proposta minimiza o erro de corrente, igualando as amplitudes de carga e descarga do indutor.

$$i_e = \frac{di_1}{dt}T_{ON} + \frac{di_2}{dt}T_{OFF} \quad (14)$$

Figura 21 – Comportamento da corrente utilizando o controlador preditivo



Fonte: Autor.

Substituindo (9) em (14) e assumindo que  $T_{OFF} = T - T_{ON}$ , em que  $T$  é o período de chaveamento e de amostragem do controlador, é possível obter a equação (15).

$$i_e = \frac{V_{DC}}{L}T_{ON} + \frac{V_{pv} - V_{DC}}{L}T \quad (15)$$

É necessário obter a equação (15) para um sistema discreto, assumindo que o valor do erro da corrente é dado pela equação 13. Reorganizando a equação 15 com variáveis discretas, utilizando o método de Euler para a discretização da derivada da corrente e

considerando a razão cíclica  $d = T_{ON}/T$ , obtemos a equação de controle (16) para a referência da razão cíclica  $d[k]$ .

$$d[k] = \left( \frac{i_L[k+1] - i_L[k]}{T} L + V_{DC} - v_{pv}[k] \right) \frac{1}{V_{DC}} \quad (16)$$

Em (16), considera-se que  $d[k]$  é a razão cíclica fornecida à chave PWM e  $i_L[k+1]$  é a corrente prevista do indutor. Dessa forma, a corrente atingirá o valor desejado e a equação (13) é minimizada, obtendo  $J = i_e \cong 0$ . A corrente  $i_L[k+1]$  é calculada pela malha de controle de tensão apresentado na próxima seção.

### 3.4.2 Malha externa de controle de tensão

A malha externa de controle de tensão é responsável pela previsão da corrente do indutor  $i_L[k+1]$ , que será usada como referência pelo controlador preditivo proposto na malha interna. A malha externa de controle segue a referência de tensão gerada pelo MPPT.

Para atingir esse objetivo, utiliza-se a equação da soma das correntes no nó do capacitor  $C_{pv}$ , conforme mostrado na Figura 20, sendo apresentada na equação (17).

$$i_L = i_{pv} - i_C = i_{pv} - C_{pv} \frac{dV_{pv}}{dt} \quad (17)$$

A derivada da tensão  $dV_{pv}/dt$  é obtida a partir da discretização utilizando o método Euler, conforme consta em (18).

$$\frac{dV_{pv}}{dt} = \frac{V_{pv}[k+1] - V_{pv}[k]}{T} ; i_L = i_L[k+1] \quad (18)$$

A tensão  $V_{pv}[k+1]$  é a referência de tensão gerada pelo algoritmo MPPT  $V_{pvref}$ .

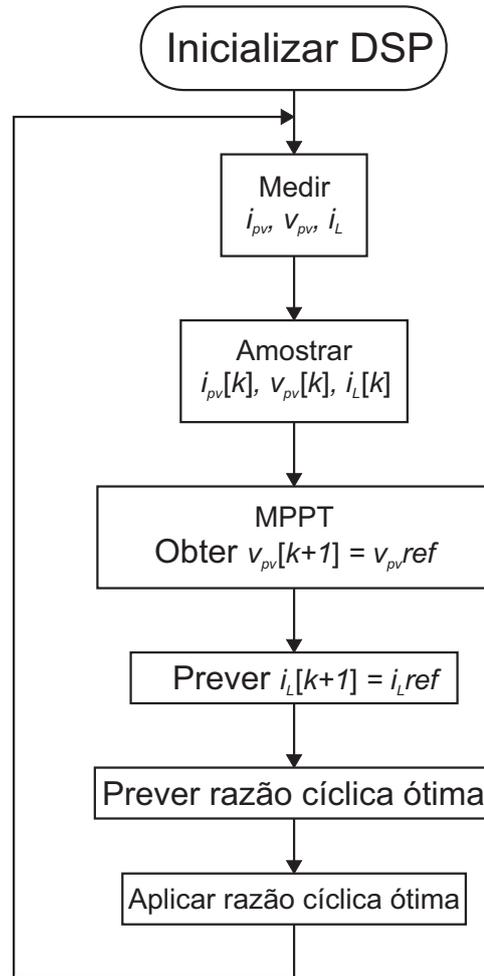
A corrente prevista do indutor resultante  $i_L[k+1]$  utilizando as equações (17) e (18) é apresentada na equação (19).

$$i_L[k+1] = i_{pv}[k] - C_{pv} \frac{V_{pv}[k+1] - V_{pv}[k]}{T} \quad (19)$$

A equação 19 garante que a tensão do painel possa ser controlada quando a corrente do indutor atingir o valor desejado. Dessa maneira, a corrente apresentada na equação (19) será empregada no controlador da malha interna na equação (16).

O fluxograma mostrado na Figura 22 resume as etapas de controle do conversor elevador.

Figura 22 – Fluxograma de controle

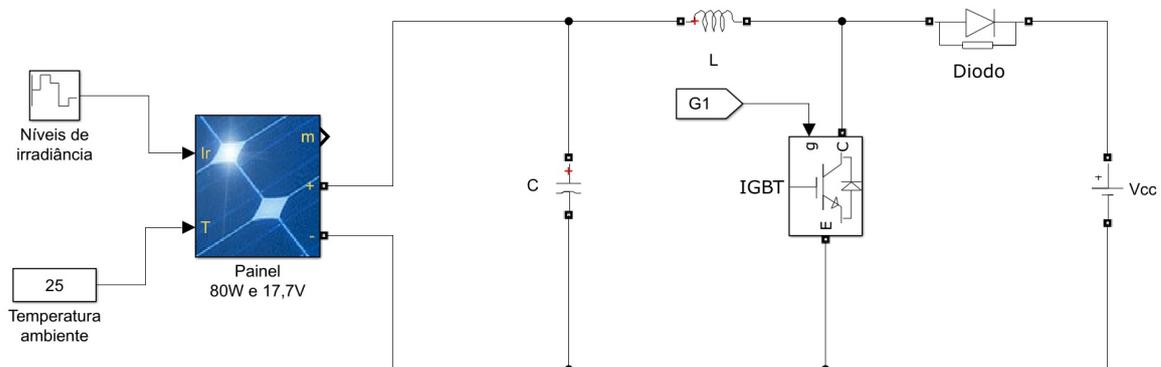


Fonte: Autor.

## Análises do sistema de controle proposto

Para avaliar o adequado funcionamento do controlador proposto, é necessária uma observação criteriosa do sistema a partir de simulação computacional. Para esse propósito, foi utilizada a plataforma *Matlab R2018a/Simulink*, que possui em sua biblioteca blocos de controle, eletrônica de potência e painéis fotovoltaicos. A construção em simulação do modelo de potência é apresentada na Figura 23.

Figura 23 – Simulação do sistema de potência



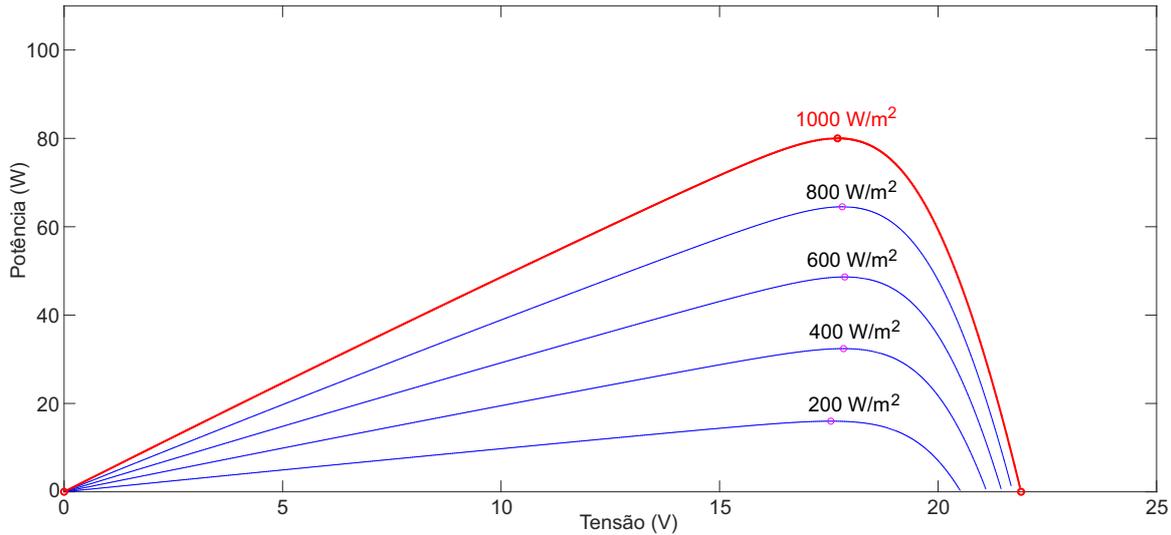
Fonte: Autor.

Para a realização da simulação foi utilizado o bloco *PV Array* que representa as características elétricas de um painel fotovoltaico. Os parâmetros adotados na simulação foram o modelo *Sun Earth Solar Power TDB125x125-36-P 80W*, com potência máxima de 80 W e curvas  $P \times V$  representadas na Figura 24. As entradas necessárias ao bloco são a temperatura ambiente, assumida constante em 25°C, e a irradiância, variando entre 200 W/m<sup>2</sup> e 1.000 W/m<sup>2</sup>, de modo a avaliar corretamente as características de controle para diversos pontos de operação.

Os aspectos construtivos do conversor elevador foram selecionados seguindo os dados do teste experimental em bancada apresentado na seção 5.1. O indutor utilizado é  $L =$

100  $\mu\text{H}$ , o capacitor  $C = 680 \mu\text{F}$ , a tensão é mantida constante na saída do conversor em simulação a partir da fonte  $V_{cc} = 30 \text{ V}$ , de modo a se verificar apenas o funcionamento do conversor em uma situação ideal e o sinal de controle PWM  $G_1$  é obtido a partir do sistema de controle proposto com frequência de chaveamento de  $f_c = 100 \text{ kHz}$ .

Figura 24 – Curvas  $P \times V$  para diversas irradiâncias em simulação



Fonte: Autor.

É importante destacar que a inserção da fonte de tensão constante na saída do conversor elevador busca simular o comportamento da tensão no *link-CC*, que é mantido aproximadamente constante a partir do controle do estágio de inversão do sistema. Em um sistema completo, a tensão terá, além de variações transitórias decorrentes do controle do inversor, uma oscilação devido ao processo de inversão que insere uma distorção com o dobro da frequência da rede. Para o propósito da avaliação do funcionamento do conversor elevador, essas oscilações não foram consideradas.

A simulação foi realizada com os perfis de irradiâncias apresentados na Figura 24. A avaliação a partir de simulação do funcionamento do controlador proposto será dividida em três etapas: avaliação das malhas interna de corrente e externa de tensão, realizando comparação com o sistema utilizando um controlador de dois polos e dois zeros (GIL et al., 2016); avaliação do correto funcionamento do algoritmo MPPT; e observação do funcionamento do sistema utilizando fonte controlada com *lookup table*, aplicando os dados do sistema testado em bancada na seção 5.1 (TEXAS INSTRUMENTS, 2013).

Na seção 4.1 a seguir, é apresentado o desenvolvimento de um controlador de dois polos e dois zeros. Esse controlador será aplicado ao sistema visando obter uma análise comparativa em relação à proposta de controle preditivo deste trabalho.

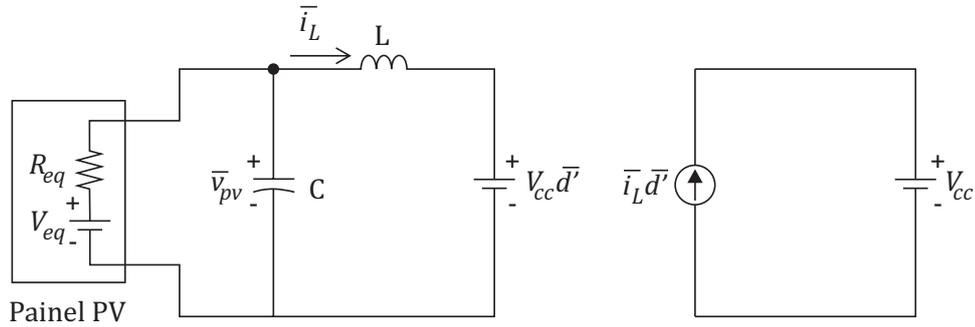
## 4.1 Descrição do controlador de dois polos e dois zeros

O controlador de dois polos e dois zeros aplicado como comparativo ao controlador preditivo proposto tem sua sintonização apresentada por Gil et al. (2016).

Trata-se de um controlador do tipo avanço-atraso, sintonizado a partir do posicionamento da frequência de corte, que deve ser ao menos dez vezes inferior à frequência de chaveamento do conversor, e da margem de fase, que, por sua vez, deve ser inferior a  $180^\circ$  (GIL et al., 2016).

Para a obtenção dos controladores das malhas de tensão e corrente, é necessário obter as funções de transferências do conversor. Desse modo, utiliza-se o modelo simplificado do sistema a partir das variáveis médias, cuja notação é apresentada por  $\bar{x}$ , apresentado na Figura 25. O painel fotovoltaico é substituído pelo equivalente no ponto de operação e as variáveis controladas são substituídas pelas variáveis médias a partir do modelo em quadripolo. A variável  $\bar{d}' = 1 - \bar{d}$ , sendo  $\bar{d}$  a razão cíclica média.

Figura 25 – Modelo de variáveis médias do conversor elevador



Fonte: Gazoli (2011)

As equações obtidas a partir do modelo são apresentadas nas equações (20) e (21).

$$\bar{v}_{pv} = L \frac{d\bar{i}_L}{dt} + V_{cc} \bar{d}' \quad (20)$$

$$\frac{V_{eq} - \bar{v}_{pv}}{R_{eq}} = C \frac{d\bar{v}_{pv}}{dt} + \bar{i}_L \quad (21)$$

Substituindo (20) em (21), obtém-se a equação (22).

$$L \frac{d^2 \bar{i}_L}{dt^2} + \frac{L}{R_{eq} C} \frac{d\bar{i}_L}{dt} + \frac{1}{C} \bar{i}_L = -\frac{V_{cc}}{L} \frac{d\bar{d}'}{dt} - \frac{V_{cc}}{R_{eq} LC} \bar{d}' + \frac{V_{eq}}{R_{eq} C} \quad (22)$$

Em seguida, substituem-se as variáveis médias por variáveis de pequenos sinais na equação (23), denotadas como  $\hat{x}$  e obtidas por  $\bar{x} = X + \hat{x}$ , sendo  $X$  o valor constante da variável e  $\hat{x}$  as pequenas variações. Obtém-se com essa notação a equação (24).

$$\begin{cases} \bar{i}_L = I_L + \hat{i}_L \\ \bar{d}' = D' + \hat{d}' \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} L \frac{d^2 (I_L + \hat{i}_L)}{dt^2} + \frac{L}{R_{eq}C} \frac{d (I_L + \hat{i}_L)}{dt} + \frac{1}{C} (I_L + \hat{i}_L) = \\ - \frac{V_{cc}}{L} \frac{d (D + \hat{d}')}{dt} - \frac{V_{cc}}{R_{eq}LC} (D + \hat{d}') + \frac{V_{eq}}{R_{eq}C} \end{aligned} \quad (24)$$

O modelo a partir de pequenos sinais desconsidera os termos constantes. Portanto, aplicando a transformada de Laplace sobre a equação (24), substituindo  $\hat{d}' = 1 - \hat{d}$  e removendo os termos constantes, é possível obter a equação (25).

$$s^2 L \hat{i}_L + s \frac{L}{R_{eq}C} \hat{i}_L + \frac{1}{C} \hat{i}_L = s \frac{V_{cc}}{L} \hat{d} + \frac{V_{cc}}{R_{eq}LC} \hat{d} \quad (25)$$

Finalmente, a partir da equação (25) obtém-se a função de transferência entre a razão cíclica  $\hat{d}$  e a corrente no indutor  $\hat{i}_L$ , apresentada na equação (26). Esta função de transferência é utilizada no posicionamento dos polos e zeros da malha interna de controle de corrente do controlador de dois polos e dois zeros.

$$G_{d-i}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_{cc} (1 + s R_{eq} C)}{s^2 R_{eq} L C + s L + R} \quad (26)$$

A partir da equação (21) é possível obter diretamente a relação entre a tensão do painel e a corrente no indutor do conversor elevador. A substituição das variáveis médias obedece à equação (27). Nota-se que variações positivas da corrente  $\bar{i}_L$  provocam variações negativas da tensão  $\bar{v}_{pv}$  no conversor elevador, assumindo a tensão  $V_{cc}$  constante.

$$\begin{cases} \bar{i}_L = I_L + \hat{i}_L \\ \bar{v}_{pv} = V_{pv} - \hat{v}_{pv} \end{cases} \quad (27)$$

Desse modo, obtém-se a equação (28).

$$\frac{V_{eq}}{R_{eq}} - \frac{V_{pv} - \hat{v}_{pv}}{R_{eq}} = C \frac{d (V_{pv} - \hat{v}_{pv})}{dt} + I_L + \hat{i}_L \quad (28)$$

Desconsiderando os valores constantes, de modo a equacionar-se as pequenas variações dos sinais, e aplicando a transformada de Laplace sobre a equação (28), obtém-se a equação (29).

$$sC\hat{v}_{pv} + \frac{\hat{v}_{pv}}{R_{eq}} = \hat{i}_L \quad (29)$$

Por fim, é possível encontrar a função de transferência (30) entre a tensão na entrada do conversor elevador  $\hat{v}_{pv}$  e a corrente no indutor  $\hat{i}_L$ . Esta função de transferência é aplicada no posicionamento dos polos e zeros da malha externa de controle de tensão do controlador de dois polos e dois zeros.

$$G_{i-v}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}}{\hat{i}_L} = \frac{R_{eq}}{sR_{eq}C + 1} \quad (30)$$

Para o conversor utilizado, conforme apresentado por Gil (2019), o controlador da malha interna de corrente é aplicado à função de transferência da corrente apresentada na equação (26). Com a adição da malha interna de controle, obtém-se uma frequência de corte de 10 kHz, com margem de fase de 82,1°. A equação de controle é apresentada na equação contínua (31) e discretizada em (32).

$$C_i(s) = \frac{0,19113 (s + 6,86 \times 10^4) (s + 3142)}{s (s + 5,755 \times 10^4)} \quad (31)$$

$$C_i(z) = \frac{0,19113z^2 - 0,269z + 0,09428}{z^2 - 1,562z + 0,5624} \quad (32)$$

De maneira similar, obtém-se a equação do controlador da malha externa de tensão a partir da função de transferência da tensão do conversor, apresentada na equação (30), acrescida à função de transferência em malha fechada da malha interna de corrente. A equação de controle contínua apresentada em (33) e discretizada em (34) resulta em uma frequência de corte de 1,5 kHz e margem de fase de 130°.

$$C_v(s) = \frac{11,673 (s + 64,26) (s + 942,5)}{s (s + 1,382 \times 10^4)} \quad (33)$$

$$C_v(z) = \frac{11,673z^2 - 23,24z + 11,56}{z^2 - 1,871z + 0,8709} \quad (34)$$

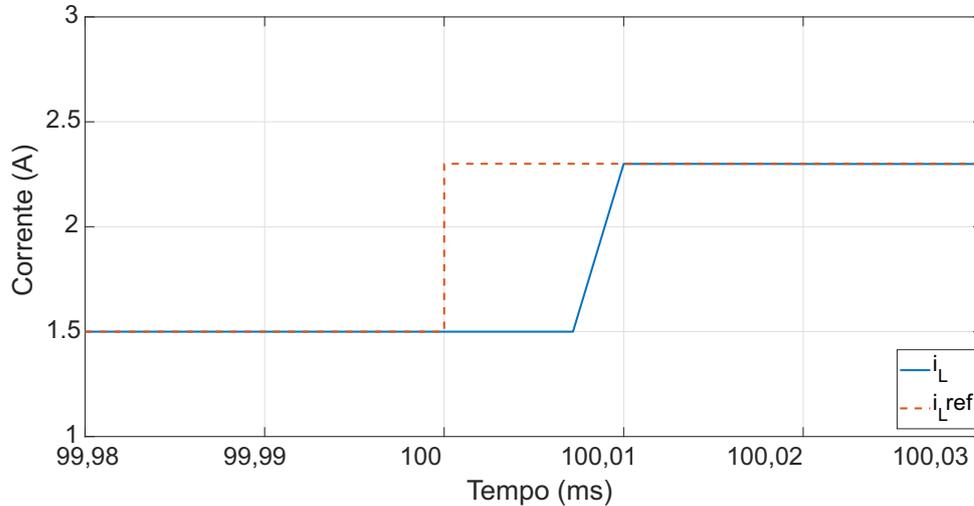
## 4.2 Análise das malhas de controle

A análise das malhas de controle foi realizada considerando a irradiância fixa em  $1.000 \text{ W/m}^2$  e um degrau de corrente ou de tensão realizado em suas referências. Deve-se observar que esses testes buscam avaliar o comportamento do sistema, apresentando degraus maiores que os efetivamente fornecidos em decorrência da operação do algoritmo MPPT.

### 4.2.1 Avaliação da malha interna de corrente

A malha interna realiza o controle da corrente do indutor  $i_L$  do conversor elevador. Para a análise de controle, foi realizado um teste de resposta ao degrau, variando a referência de 1,5 A para 2,3 A. Na Figura 26, é notável o desempenho do controlador, não apresentando erro de regime e com tempo de acomodação  $T_S = 10 \mu\text{s}$ , equivalente à frequência de amostragem do controlador.

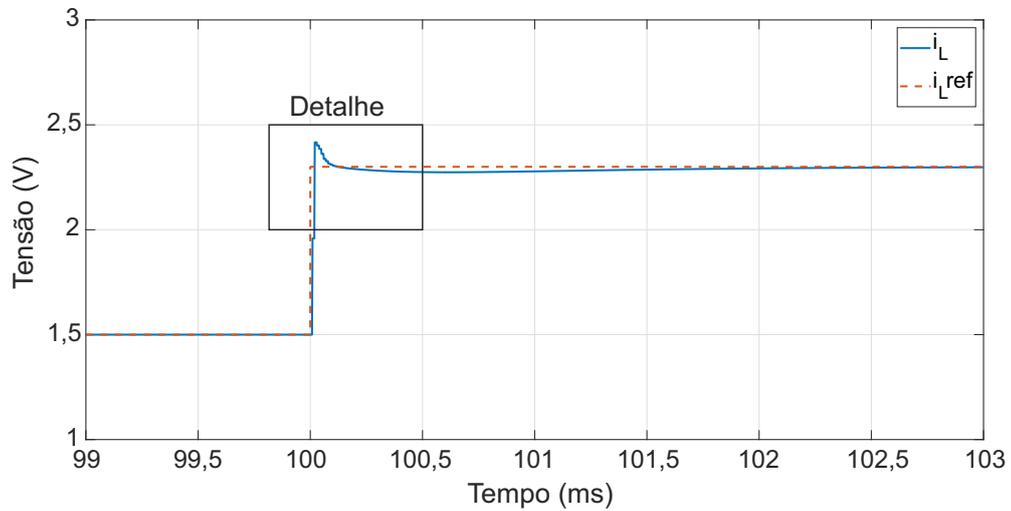
Figura 26 – Comportamento da malha interna de corrente em simulação do FCS-MPC



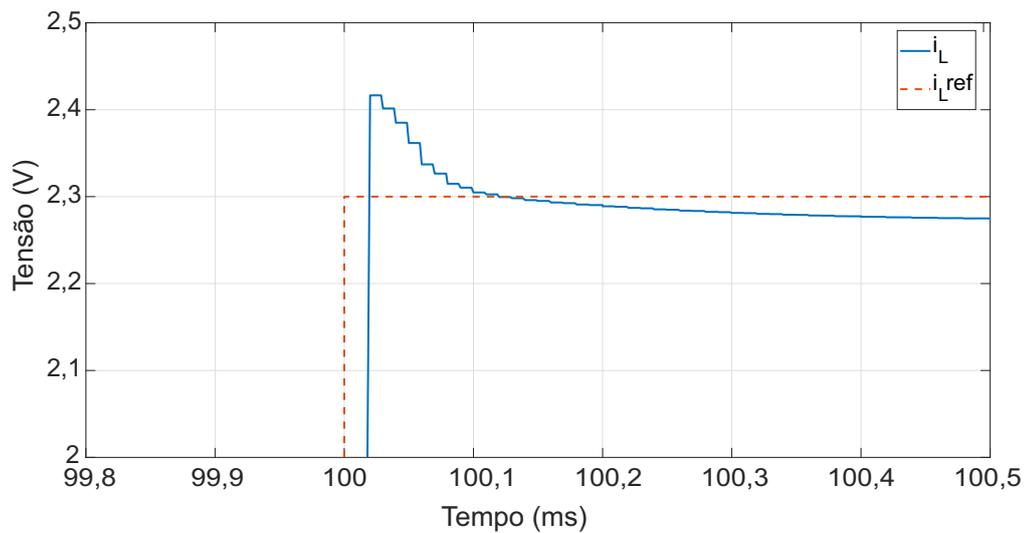
Fonte: Autor.

Visando obter uma análise comparativa, é realizada a verificação do sistema utilizando o controlador de 2 polos e 2 zeros. Para o mesmo degrau de corrente testado, foi obtido o resultado apresentado na Figura 27, além do detalhe da área do sobressinal. O teste apresenta um sobressinal de  $M_p = 0,117 \text{ A}$  (14,57%) e tempo de acomodação  $T_S = 930 \mu\text{s}$ .

Figura 27 – Comportamento da malha interna de corrente do controlador com 2 polos e 2 zeros. (a) Visão geral; (b) Detalhe



(a)



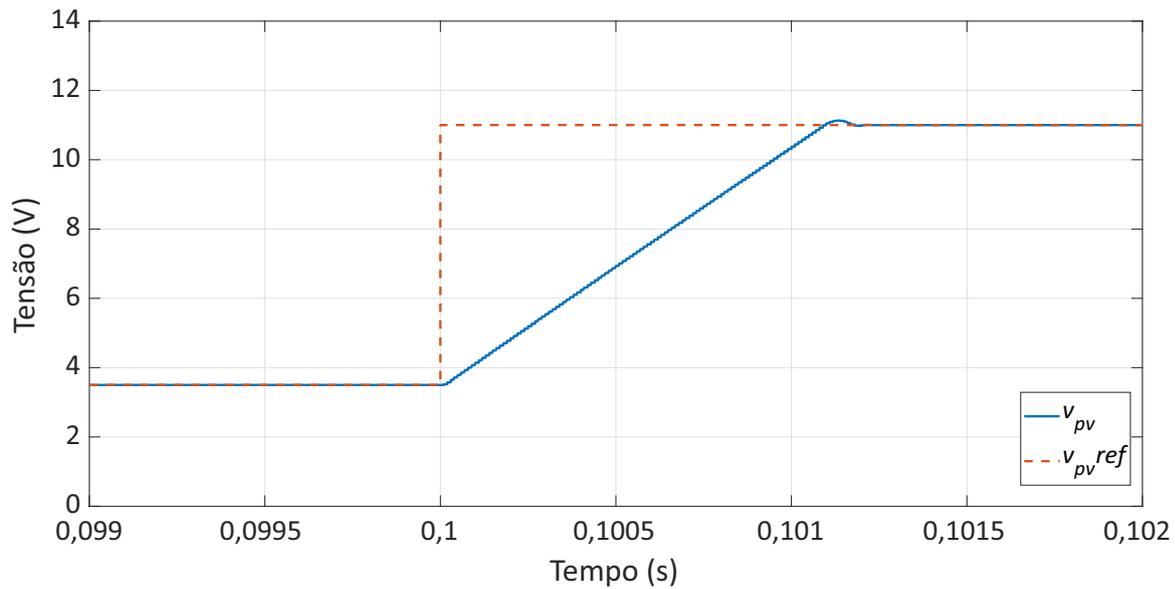
(b)

Fonte: Autor.

#### 4.2.2 Avaliação da malha externa de tensão

A malha externa de tensão controla a tensão  $V_{pv}$  dos terminais do painel fotovoltaico, seguindo a referência fornecida pelo MPPT. O teste de resposta ao degrau na malha externa foi realizado utilizando um degrau de tensão na referência do controlador, variando de 3,5 V para 11 V, conforme apresentado na Figura 28. A resposta do sistema apresentou um sobressinal de 0,127 V (1,69%) e tempo de acomodação  $T_S = 1,15$  ms.

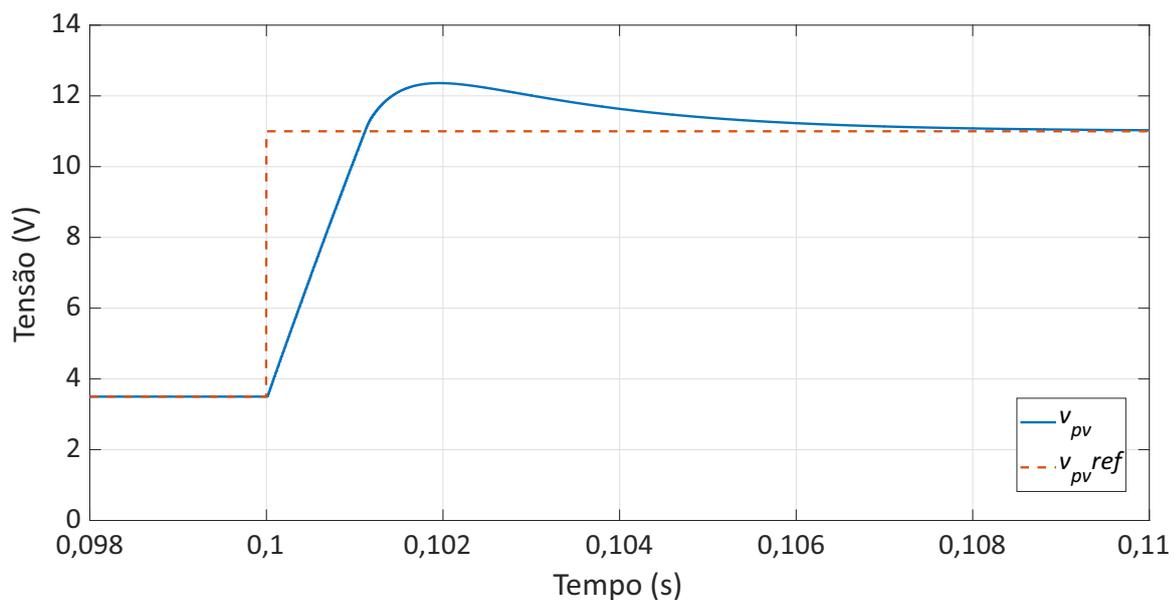
Figura 28 – Comportamento da malha externa de tensão em simulação do FCS-MPC



Fonte: Autor.

O teste comparativo de resposta ao degrau da malha externa de controle de tensão utilizando o controlador de 2 polos e 2 zeros é apresentado na Figura 29. Na simulação, é evidente o ganho nos parâmetros de avaliação do sistema de controle, sendo observado um sobressinal de  $M_p = 1,36$  V (12,38%) e tempo de acomodação  $T_S = 7,42$  ms.

Figura 29 – Comportamento da malha externa de tensão do controlador com 2 polos e 2 zeros



Fonte: Autor.

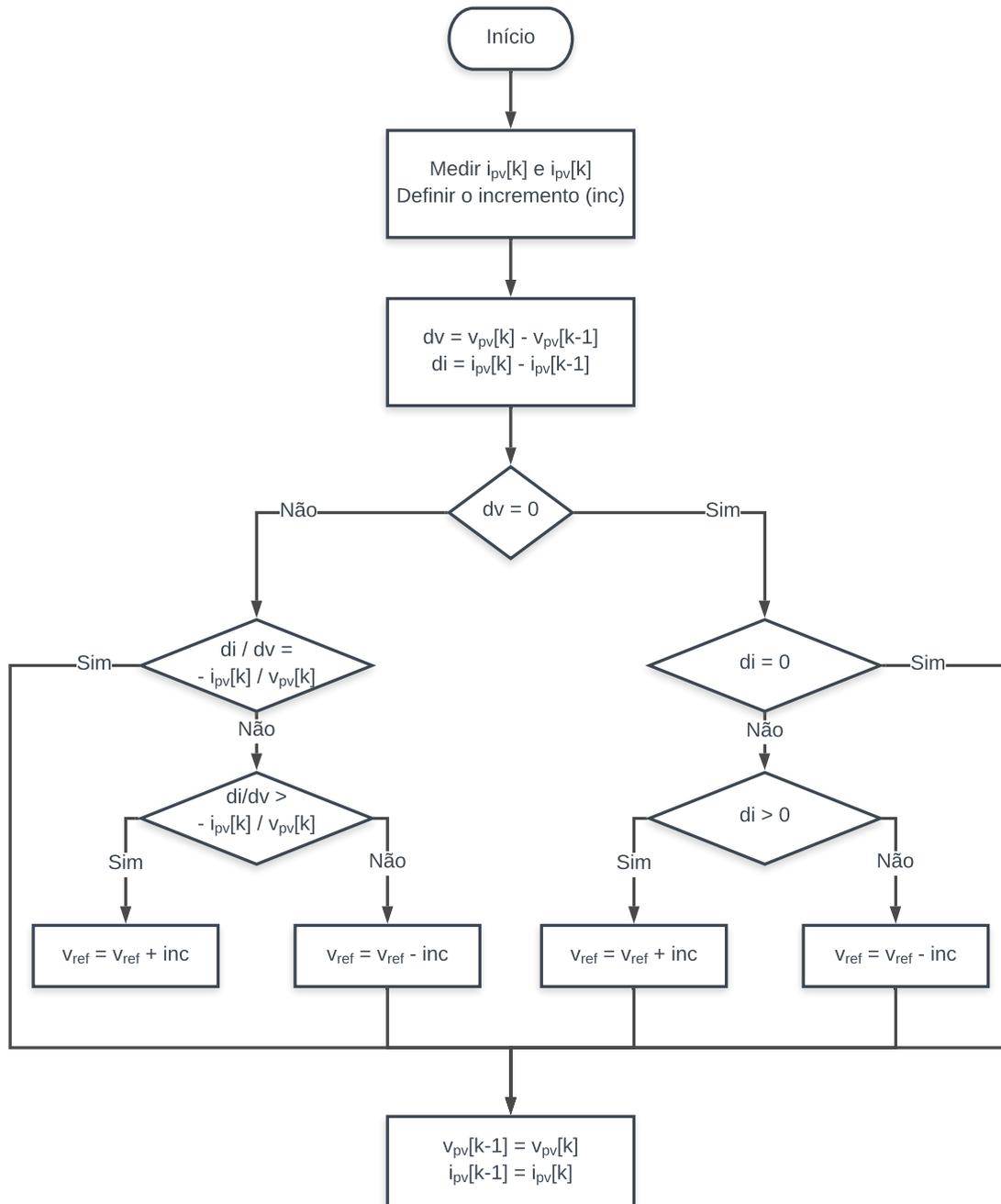
### 4.3 Avaliação do algoritmo MPPT

A simulação foi feita utilizando o algoritmo MPPT do tipo Condutância Incremental (ESRAM; CHAPMAN, 2007), visto que é um método amplamente utilizado, eficiente e de simples implantação. É necessário avaliar se a construção do algoritmo permite o correto rastreamento da máxima potência, fornecendo a referência correta para o controlador de tensão. A escolha pelo método de Condutância Incremental para a simulação decorre da simplicidade de concepção. Para a construção do algoritmo, usa-se como referência o fluxograma apresentado na Figura 30, sendo  $v_{pv}$  e  $i_{pv}$  a tensão e a corrente medidas na saída do painel, respectivamente, e  $inc$  o tamanho do incremento adicionado à referência de tensão  $v_{ref}$ , saída do MPPT. O incremento utilizado é de  $inc = 50$  mV e a frequência de passo do algoritmo é  $f_{MPPT} = 200$  Hz.

Para a avaliação do funcionamento do MPPT, é necessário verificar se a referência seguida corresponde à tensão de máxima potência definida pelas curvas da Figura 24. Desse modo, foi realizada uma simulação variando a irradiância entre  $1.000$  W/m<sup>2</sup> e  $200$  W/m<sup>2</sup>. Na Figura 31(a), observa-se o comportamento do MPPT para as referidas irradiâncias, sendo alternadas a cada  $0,2$  s. O algoritmo fornece a referência correta para o controlador, mantendo a tensão  $v_{ref}$  em torno do valor  $v_{MPPT}$  desejado.

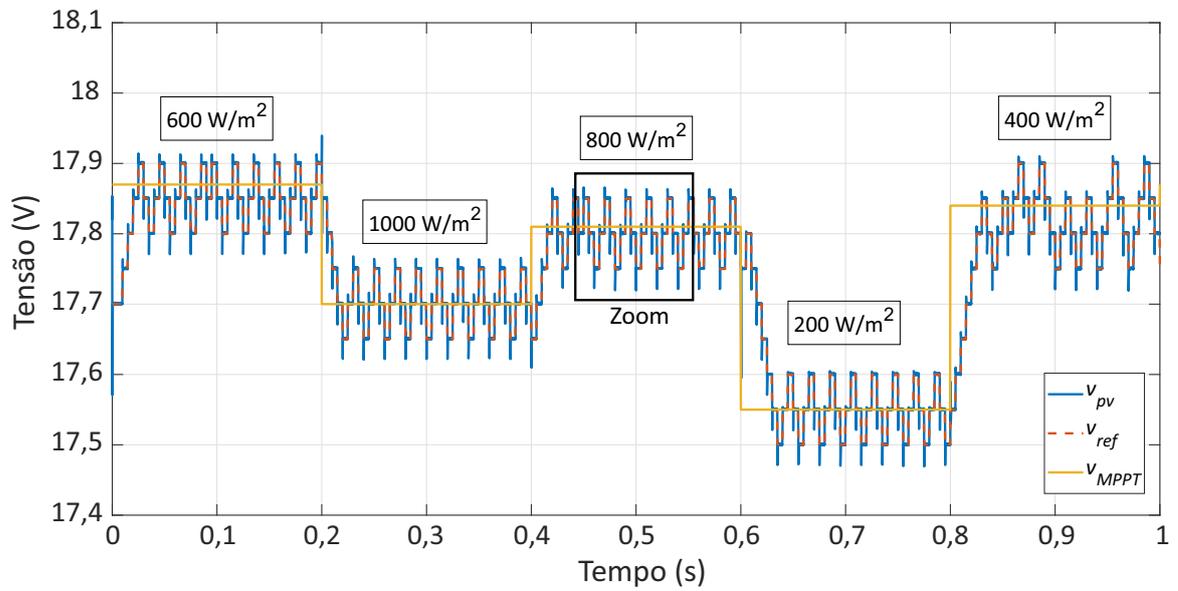
A Figura 31(b) mostra em detalhe a resposta do controlador à referência  $v_{ref}$  do MPPT. No detalhe apresentado, o erro de regime é desprezível. O sobressinal observado é variado, atingindo valores entre  $3,4$  mV (6,86%) e  $40$  mV (80,87%). Esse dado não invalida a eficácia do sistema, pois o valor do passo do MPPT é suficientemente pequeno, objetivando não afastar o sistema do ponto de máxima potência.

Figura 30 – Fluxograma de construção para o algoritmo MPPT por condutância incremental

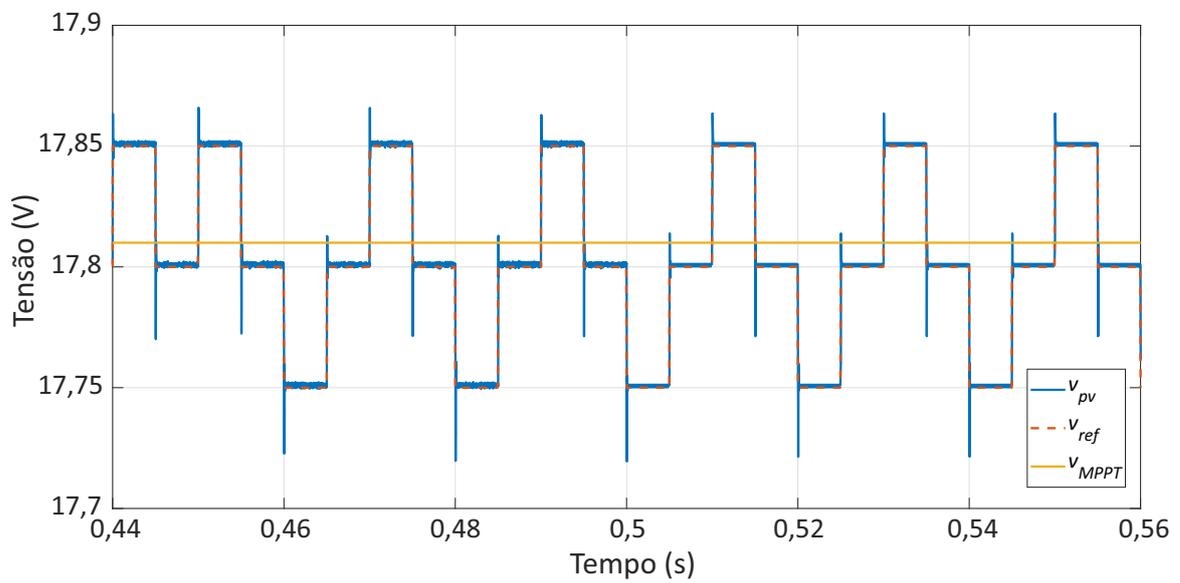


Fonte: adaptado de Kakosimos e Kladas (2011).

Figura 31 – Demonstração do comportamento do MPPT



(a) Visão geral do MPPT.



(b) Detalhe da resposta de controle ao MPPT.

Fonte: Autor.

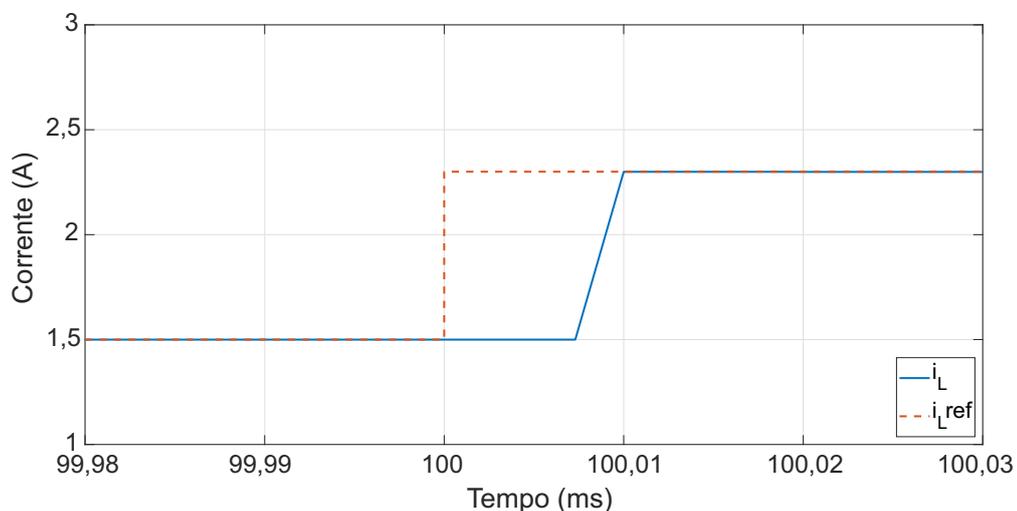


## Avaliação dos resultados experimentais

Para a realização das análises experimentais, foi necessário inicialmente avaliar em simulação o comportamento do sistema em condições similares às de bancada. Para este propósito o sistema foi implementado em *Matlab/Simulink* utilizando uma fonte de corrente controlada, seguindo dados obtidos em sistema de *lookup table*, a partir dos pontos das curvas  $P \times V$  e  $I \times V$  do kit TMDSSOLARCEXPKIT (TEXAS INSTRUMENTS, 2013). Esse teste objetiva verificar o correto funcionamento do controlador proposto utilizando os pontos de tensão e corrente da fonte controlada para os resultados experimentais. Foi utilizada uma fonte ideal para este teste.

A análise da malha interna de corrente apresentou resultado similar ao teste anterior, com tempo de resposta de  $10 \mu\text{s}$  e sem erro de regime. O resultado é apresentado na Figura 32.

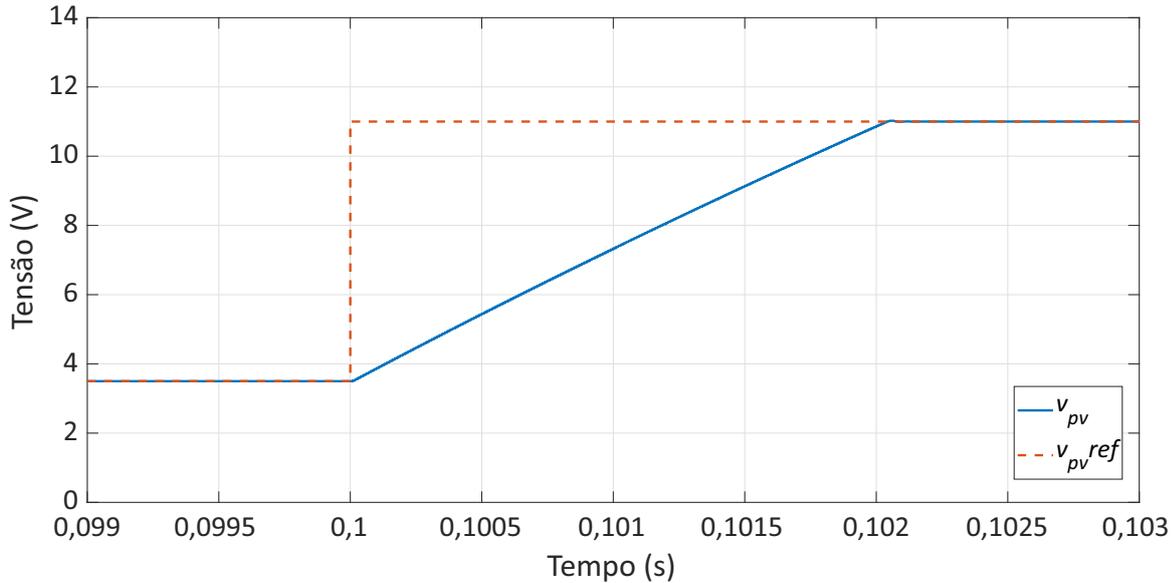
Figura 32 – Comportamento da malha interna de corrente em simulação utilizando os dados de bancada do FCS-MPC



Fonte: Autor.

De forma similar, foi realizado o teste de resposta ao degrau da malha externa de tensão. É observado um maior tempo de resposta, porém com um formato de curva de resposta linear e sobressinal pequeno, tal qual no teste anterior. A Figura 33 exibe o resultado obtido, com sobressinal de 0,024 V (0,217%) e tempo de acomodação  $T_S = 2,01$  ms.

Figura 33 – Comportamento da malha externa de tensão em simulação utilizando os dados de bancada do FCS-MPC



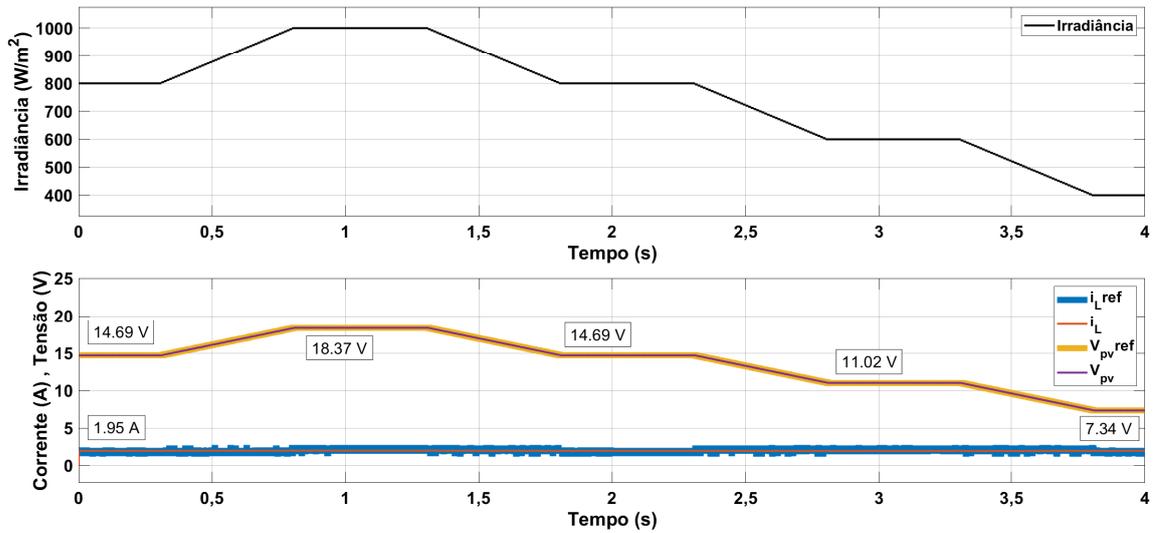
Fonte: Autor.

Objetivando confirmar o funcionamento apropriado do sistema de controle proposto, a simulação em malha fechada com variações de irradiância foi realizada com patamares entre  $400 \text{ W/m}^2$  e  $1.000 \text{ W/m}^2$ . A Figura 34 mostra o comportamento da tensão  $V_{pv}$  e da corrente  $I_{pv}$  seguindo as variações de irradiância. Os dados de MPPT, referindo-se à tensão do ponto de máxima potência para cada nível de irradiância, atestam a correta operação do controlador e do algoritmo MPPT por condutância incremental (TEXAS INSTRUMENTS, 2013; ELGENDY; ZAHAWI; ATKINSON, 2008).

## 5.1 Análise dos resultados em bancada

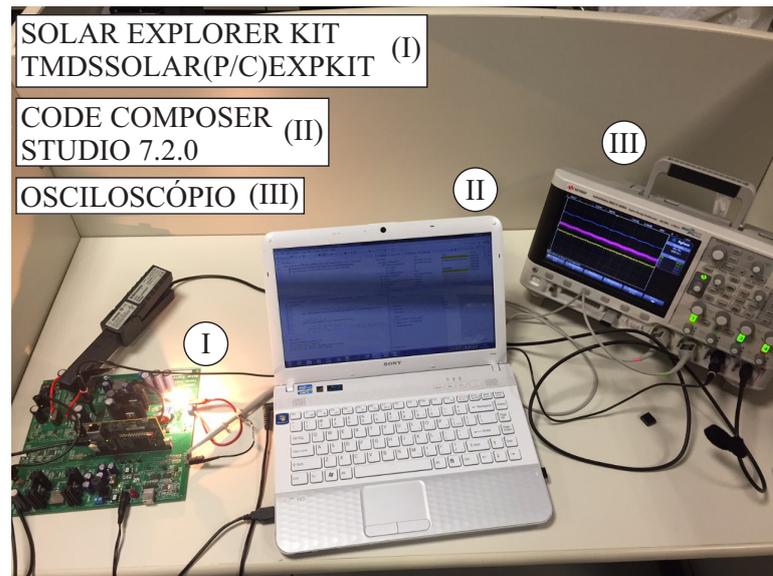
O FCS-MPC proposto foi testado utilizando o kit TMDSSOLARCEXPKIT da *Texas Instruments* e o processador de sinais digitais F28M35H52C (TEXAS INSTRUMENTS, 2013), como descrito na Figura 35. No TMDSSOLARCEXPKIT é possível emular curvas de  $I \times V$  para um painel de 36 W, e os pontos de operação de máxima potência sob diferentes níveis de irradiância são apresentados na Tabela 1 (TEXAS INSTRUMENTS, 2013).

Figura 34 – Simulação em malha fechada do FCS-MPC



Fonte: Autor.

Figura 35 – Bancada para avaliação experimental



Fonte: Autor.

O kit para análise experimental possui um conversor elevador com frequência de chaveamento de 100 kHz, indutor de 100  $\mu\text{H}$  e capacitor de entrada de 680  $\mu\text{F}$ . A tensão de saída é mantida em 30 V pelo controle de um inversor monofásico conectado à rede, acoplada a partir de dois capacitores em paralelo, com capacitância equivalente total de  $C_{cc} = 1.680 \mu\text{F}$ . O FCS-MPC proposto foi programado em linguagem C utilizando o software *Code Composer Studio* da *Texas Instruments*, conforme apresentado nas seções anteriores e a frequência de amostragem é 100 kHz. Segundo as equações (7) e (8), a indutância crítica para o sistema se manter no MCC é de 18,2  $\mu\text{H}$  e a capacitância mínima

para uma oscilação de 1% no valor da tensão no *link*-CC é de  $C_{cc} = 15,47 \mu\text{F}$ , ambos os casos para a irradiância de  $1.000 \text{ W/m}^2$ , sendo portanto muito menores que os presentes no sistema utilizado, garantindo assim a confiabilidade dos resultados. Para as condições de fluxo de potência reduzida, com irradiância de  $200 \text{ W/m}^2$ , os valores mínimos para o indutor e capacitor são  $8,8 \mu\text{H}$  e  $11,8 \mu\text{F}$ , respectivamente.

Tabela 1 – Pontos de operação na potência máxima do TMDSSOLARCEXPKIT

<i>Irradiância</i> ( $\text{W/m}^2$ )	$P_{m\acute{a}x}$ (W)	$V_{pv,PMP}$ (V)	$I_{pv,PMP}$ (A)
1.000	36,02	18,46	1,951
900	32,42	16,42	1,975
800	28,82	14,68	1,963
700	25,22	12,77	1,975
600	21,61	10,98	1,969
500	18,01	9,093	1,98
400	14,41	7,363	1,957
300	10,81	5,473	1,975
200	7,205	3,67	1,963

Fonte: TEXAS INSTRUMENTS (2013)

As seções seguintes apresentam os testes de resposta ao degrau para a malha interna de controle de corrente e a malha externa de controle de tensão para verificar o desempenho da proposta. Adicionalmente, a comparação de desempenho entre o controlador proposto e um controlador presente na literatura foi realizada (GIL et al., 2016). Por fim, testes de variação de irradiância foram realizados utilizando o algoritmo de condutância incremental, fechando assim a malha de controle.

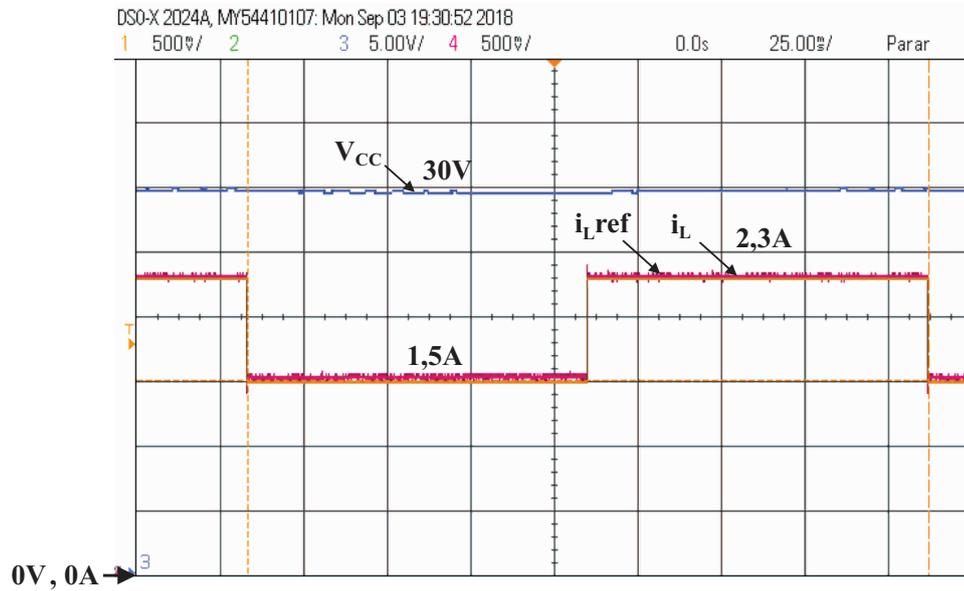
### 5.1.1 Teste da malha de controle de corrente

Inicialmente, apenas a malha interna de controle de corrente foi testada. O desempenho do controlador proposto para um teste de resposta ao degrau na referência de corrente de 1,5 A para 2,3 A e novamente para 1,5 A é apresentado na Figura 36. Pode-se notar que o FCS-MPC com frequência de chaveamento constante proposto alcança a referência de corrente e a tensão de saída do conversor elevador  $V_{CC}$  permanece constante em 30 V, devido ao controle do inversor conectado ao conversor elevador.

O detalhe do teste de resposta ao degrau é retratado na Figura 37. Observa-se que o tempo de acomodação é  $257 \mu\text{s}$  e as oscilações na corrente, com amplitude de 0,3 A pico a pico, ocorrem devido à operação do conversor elevador. O sobressinal observado no teste da malha de controle de corrente é 17,21% e o erro de regime permanente é 0,024 A (0,96%).

Figura 36 – Teste de resposta ao degrau da malha interna de controle de corrente do FCS-MPC.

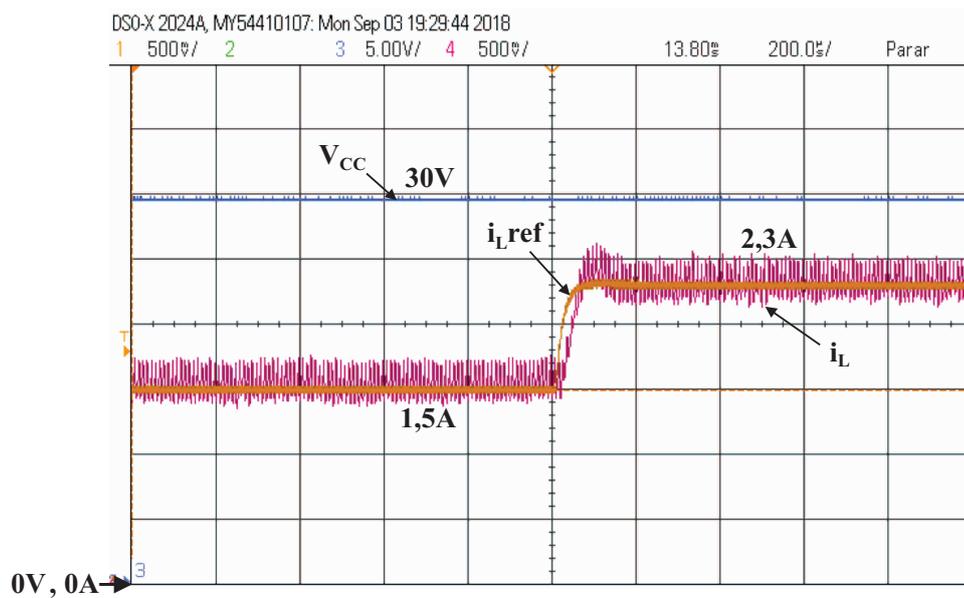
Escala: 0,5A/div; 5V/div



Fonte: Autor.

Figura 37 – Visão detalhada do teste de resposta ao degrau da malha interna de controle de corrente do FCS-MPC.

Escala: 0,5A/div; 5V/div



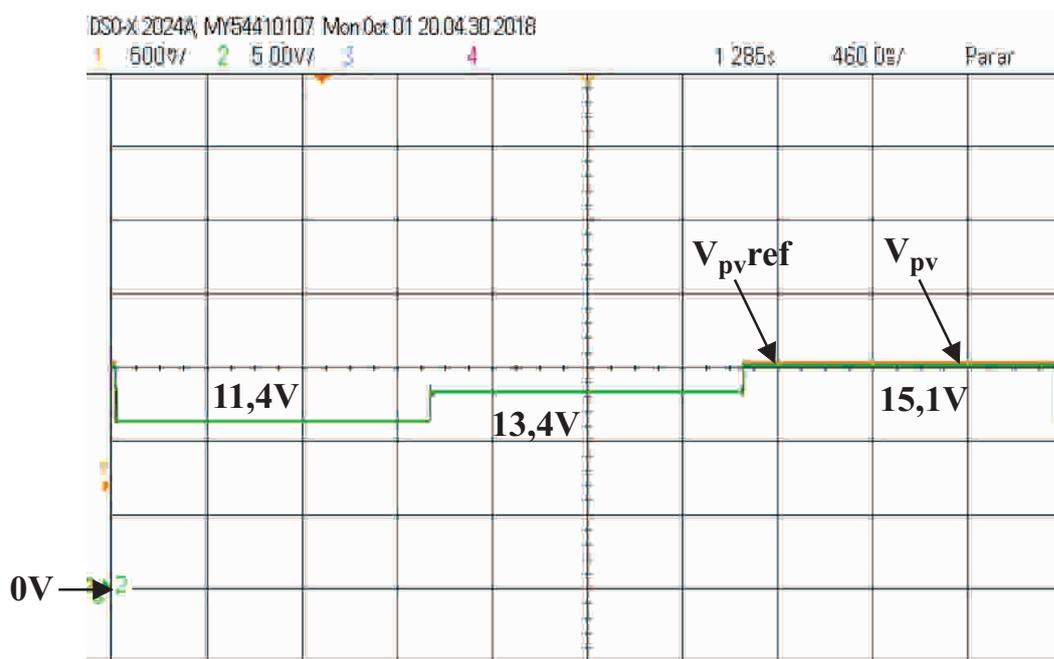
Fonte: Autor.

### 5.1.2 Teste da malha de controle de tensão

Neste teste, a referência de tensão é aplicada com o algoritmo MPPT para permitir a análise de desempenho do controlador. O teste de resposta ao degrau realizado na malha de controle de tensão foi feito variando a referência de tensão em três níveis, 11,4 V, 13,4 V e 15,1 V, conforme observado na Figura 38. Observa-se que o controlador proposto atinge os valores de referência.

Figura 38 – Teste de resposta ao degrau da malha externa de controle de tensão do FCS-MPC.

Escala: 5V/div



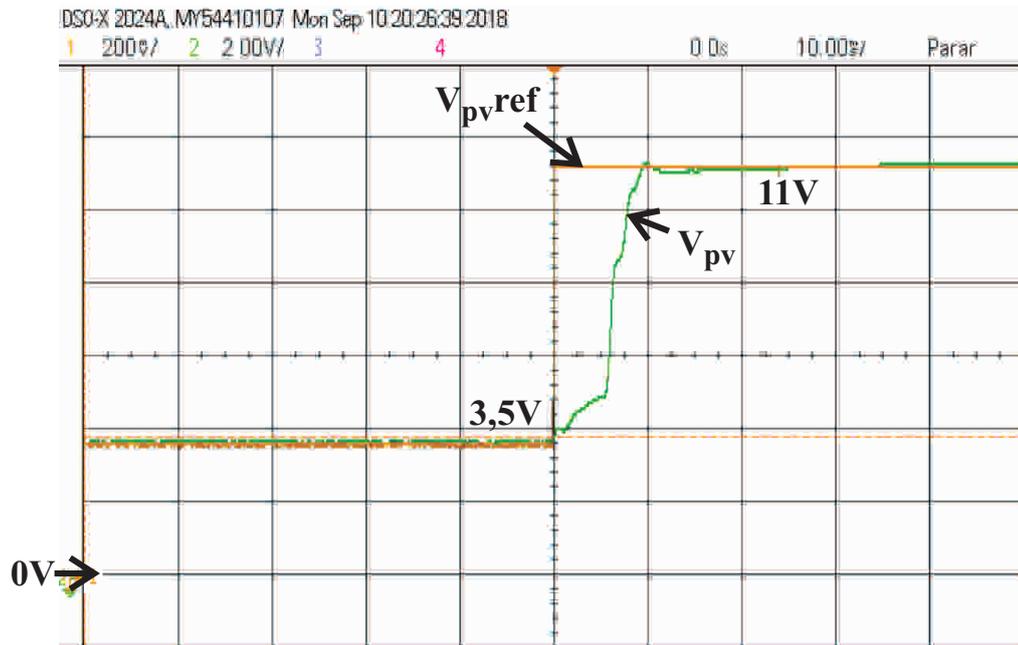
Fonte: Autor.

O teste de resposta ao degrau de 3,5 V para 11 V da referência de tensão é apresentado na Figura 39, em que o estado transitório do sinal controlado pode ser visto em mais detalhes. Pode-se observar no teste que o tempo de acomodação é de 9,14 ms, com um sobressinal de 1,24% e erro de regime permanente de 0,02 V (0,18%).

A figura 40 mostra o comportamento da tensão de saída  $V_{CC}$  do conversor elevador e a corrente do indutor  $i_L$  durante o teste de resposta ao degrau de tensão na malha externa de controle de tensão. A tensão  $V_{CC}$  permanece constante em 30 V devido ao controle do inversor conectado ao conversor elevador. A corrente  $i_L$ , por sua vez, tem seu valor reduzido drasticamente devido ao elevado degrau de tensão aplicado à equação (19) da malha externa de controle. A corrente  $i_L$  permanece constante enquanto a tensão aumenta, reduzindo o valor do erro e permitindo que  $i_L$  aumente novamente seu valor.

Figura 39 – Visão detalhada do teste de resposta ao degrau da malha externa de controle de tensão do FCS-MPC.

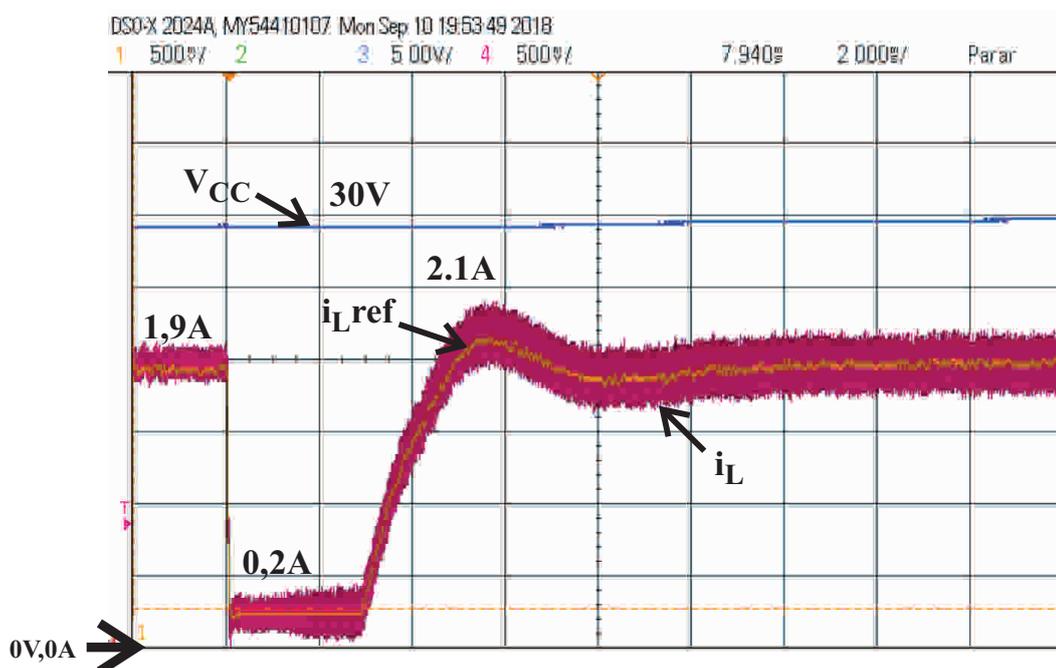
Escala: 2V/div



Fonte: Autor.

Figura 40 – Comportamento de  $i_L$  e  $V_{CC}$  no teste de degrau de tensão do FCS-MPC.

Escala: 0,5A/div; 5V/div



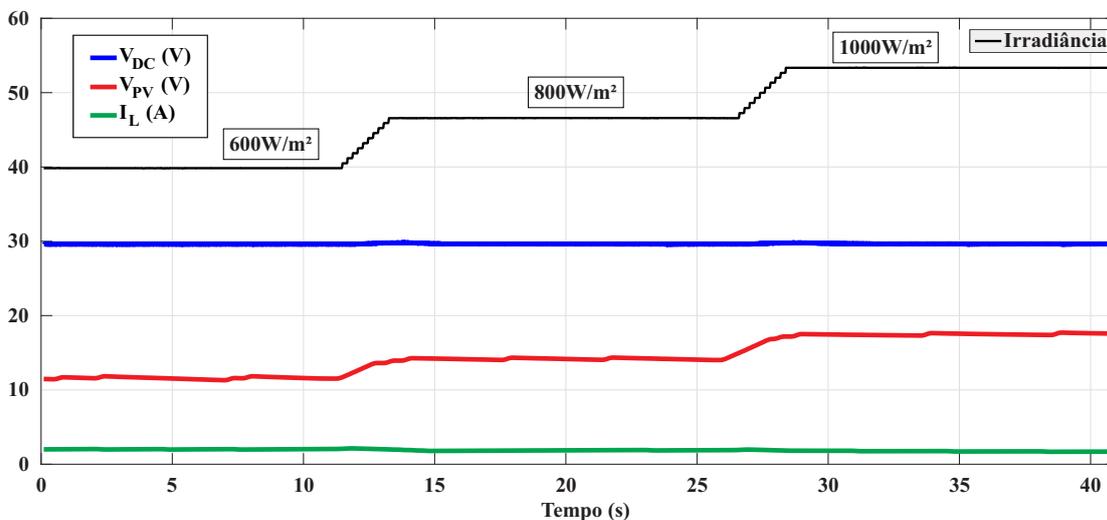
Fonte: Autor.

É importante observar que esse comportamento ocorre devido ao elevado degrau de tensão aplicado no teste, na ausência do algoritmo MPPT. Na situação de controle em malha fechada, incluindo o MPPT, o máximo degrau aplicado ao controlador será o passo do MPPT, cujo valor é muito menor do que o degrau apresentado neste teste.

### 5.1.3 Teste de variação de irradiância

A figura 41 apresenta o controlador do sistema fotovoltaico proposto sob variações de irradiância. Foram utilizados três níveis de irradiância, de  $600 \text{ W/m}^2$  a  $1.000 \text{ W/m}^2$ , atestando a funcionalidade do controlador em condições normais de operação. Os valores observados na figura estão de acordo com os dados apresentados na Tabela 1. Neste teste, a referência de tensão foi calculada usando o algoritmo MPPT por condutância incremental (TEXAS INSTRUMENTS, 2013; ELGENDY; ZAHAWI; ATKINSON, 2008). Além disso, observa-se que a tensão de saída do conversor elevador permanece constante em aproximadamente  $30 \text{ V}$ .

Figura 41 – Teste de variação de irradiância



Fonte: Autor.

Os valores da tensão e corrente do painel ( $V_{pv}$ ,  $I_{pv}$ ) e a saída do conversor ( $V_{out}$ ,  $I_{out}$ ), razão cíclica (*duty cycle* -  $d$ ), potência do painel fotovoltaico ( $P_{in}$ ), potência de saída do conversor elevador ( $P_{out}$ ) e eficiência ( $E_f$ ) são apresentados na Tabela 2 e estão de acordo com a operação do kit, conforme apresentado na Tabela 1.

É importante observar o funcionamento do sistema sob condições de variações súbitas de irradiância. A avaliação deste aspecto operacional foi realizada a partir de um degrau de irradiância de  $800 \text{ W/m}^2$  para  $200 \text{ W/m}^2$ , representando um súbito sombreamento do painel.

Tabela 2 – Pontos de operação na potência máxima para variações de irradiância. Tensão e corrente do painel ( $V_{pv}$ ,  $I_{pv}$ ) e a saída do conversor ( $V_{out}$ ,  $I_{out}$ ), razão cíclica (*duty cycle* -  $d$ ), potência do painel fotovoltaico ( $P_{in}$ ), potência de saída do conversor elevador ( $P_{out}$ ) e eficiência (Ef)

	$V_{pv}$ (V)	$I_{pv}$ (A)	$V_{out}$ (V)	$I_{out}$ (A)	$d$ (%)	$P_{in}$	$P_{out}$	Ef
200 W/m <sup>2</sup>	3,9	2,1	29,5	0,25	87	8,19	7,375	0,90
300 W/m <sup>2</sup>	5,6	2,2	29,5	0,37	81	12,32	10,92	0,90
400 W/m <sup>2</sup>	7,5	2,2	29,5	0,5	75	16,5	14,75	0,90
500 W/m <sup>2</sup>	9,2	2,2	29,5	0,65	69	20,24	19,175	0,94
600 W/m <sup>2</sup>	11	2,15	29,5	0,75	63	23,65	22,125	0,94
700 W/m <sup>2</sup>	12,5	2	29,5	0,8	58	25	23,6	0,94
800 W/m <sup>2</sup>	14,5	2	29,5	0,95	51	29	28,025	0,97
900 W/m <sup>2</sup>	16,5	2	29,5	1,1	44	33	32,45	0,98
1.000 W/m <sup>2</sup>	18,4	2	29,5	1,2	38	36,8	35,4	0,96

Fonte: Autor.

Os resultados obtidos são apresentados na Figura 42(a). A variação repentina de irradiância causa uma queda de tensão transitória de 16,53% no *link*-CC. Além disso, o valor da corrente  $i_L$  também apresenta uma queda, sendo um resultado esperado devido à alteração do fluxo de potência, uma vez que seu comportamento depende do ponto de operação na curva  $I \times V$ , que se altera devido à mudança de irradiância. Além disso, a alteração do valor de tensão no *link*-CC ocasiona uma alteração do erro da corrente no indutor  $i_e$ , como pode ser observado na equação (16). A visão em detalhes do comportamento da tensão de entrada do conversor e da corrente no indutor é observada na Figura 42(b).

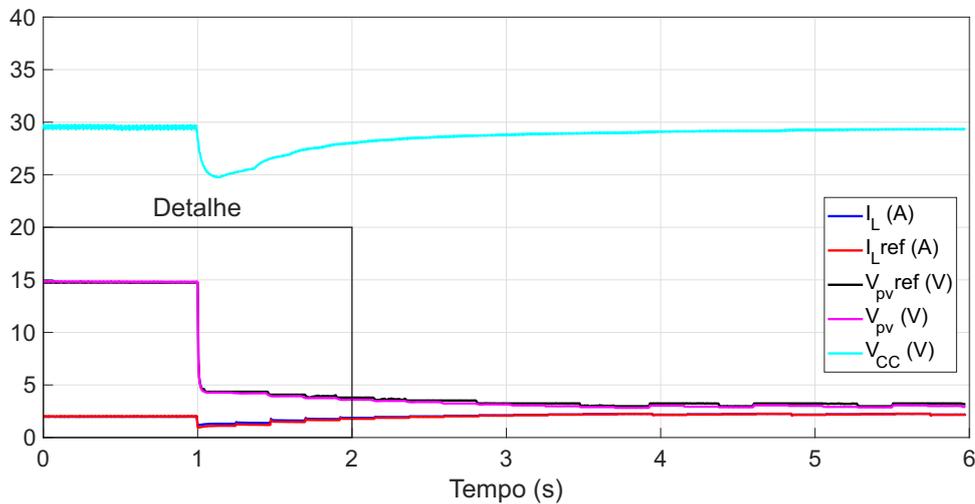
#### 5.1.4 Comparação de desempenho com o controlador de 2 polos e 2 zeros

A técnica proposta FCS-MPC com operação em frequência constante é comparada com um controlador de 2 polos e 2 zeros (2p2z) (NEUMAN, 1994) projetado usando a metodologia apresentada por Gil et al. (2016). Os critérios de projeto do controlador 2p2z apresentado são: frequência de cruzamento de 10 kHz e margem de fase de 70° para a malha interna de controle de corrente e frequência de cruzamento de 1.500 Hz e margem de fase de 90° para a malha externa de controle de tensão. O controlador proposto

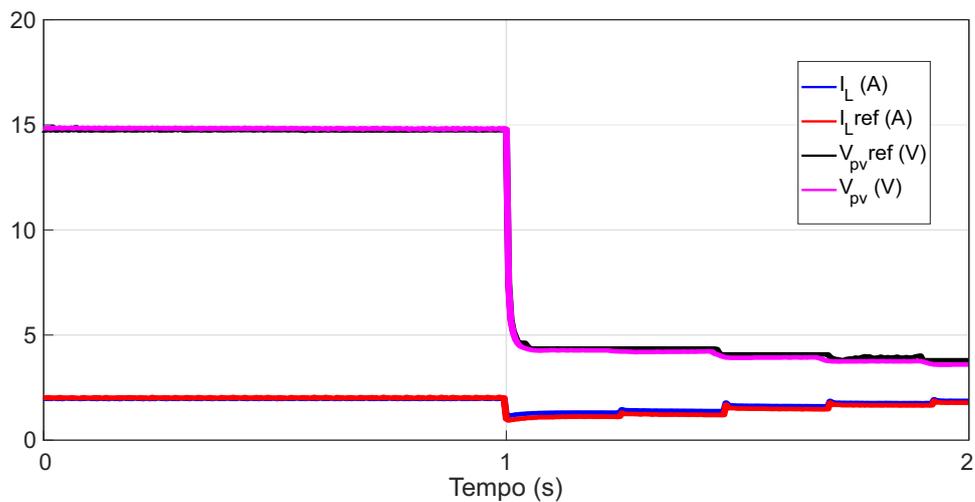
Analisando os parâmetros de controle para um teste de resposta ao degrau, de 1,5 A para 2,3 A, dos dois controladores representados na Figura 43 é possível observar que a malha interna de controle de corrente, usando o controlador preditivo proposto, atinge a referência em 257  $\mu$ s, com 17,21% de sobressinal e 0,024 A (0,96%) de erro de regime permanente, obtidos na seção 5.1.1. O controlador 2p2z usado para comparação alcança

a referência em  $342 \mu\text{s}$ , com 12,38% de sobressinal e 0,12 A (4,8%) de erro de regime permanente.

Figura 42 – Teste de variação repentina de irradiância: (a) Visão geral; (b) Visão detalhada



(a)



(b)

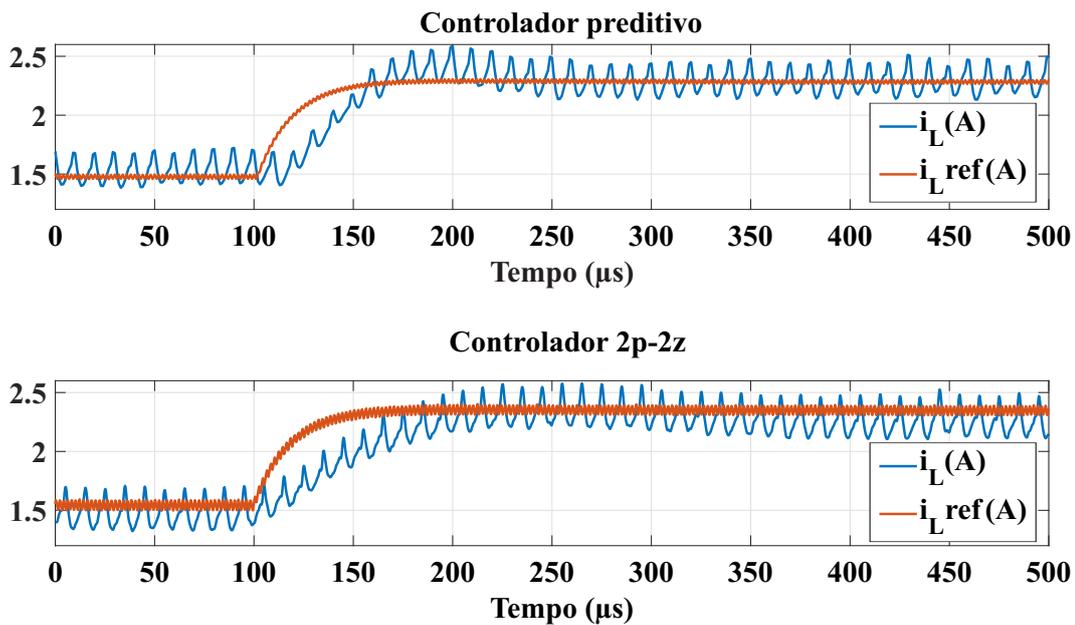
Fonte: Autor.

Assim, apesar de apresentar sobressinal maior, pode-se perceber o desempenho superior da proposta devido ao melhor tempo de acomodação e erro de regime, alcançando a referência mais rápida e precisamente quando comparado com a resposta da malha interna do controlador 2p2z.

A comparação da proposta com o controlador 2p2z para um teste de resposta ao degrau, de 3,5 V para 11 V, na malha externa de controle de tensão pode ser vista na Figura 44. Pode-se observar que o controlador FCS-MPC com frequência de chaveamento constante proposto apresenta melhor desempenho devido aos melhores resultados dos pa-

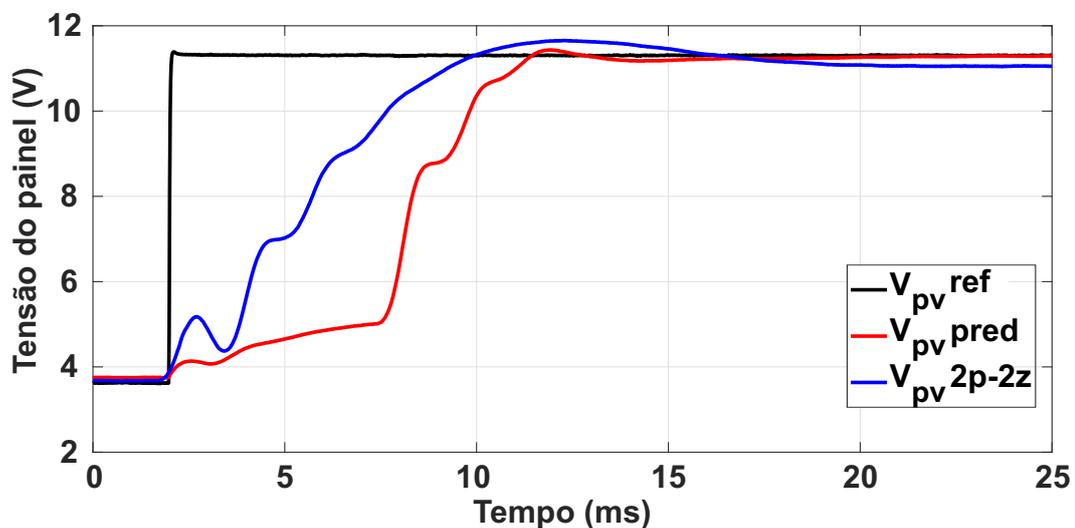
râmetros de controle. O tempo de acomodação do controlador preditivo é 9,14 ms, o sobressinal é 1,24% e o erro de regime permanente é 0,02 V (0,18%), conforme apresentado na seção 5.1.2. Para o controlador 2p2z o tempo de acomodação é de 14,72 ms, o sobressinal é 5,43% e o erro de regime permanente é 0,25 V (2,21%). A partir desses resultados, o melhor desempenho do controlador proposto é evidente.

Figura 43 – Comparação da resposta ao degrau para a malha interna de controle de corrente entre o controlador preditivo e o controlador 2p2z



Fonte: Autor.

Figura 44 – Comparação da resposta ao degrau para a malha externa de controle de tensão entre o controlador preditivo e o controlador 2p2z



Fonte: Autor.

Os resultados obtidos a partir da comparação entre o controlador FCS-MPC e o controlador 2p2z para os degraus apresentados nas Figuras 43 e 44 estão resumidos na Tabela 3.

Tabela 3 – Resumo da comparação entre o controlador 2p2z e o FCS-MPC proposto

Parâmetros analisados	2p2z	FCS-MPC proposto
Malha interna: tempo de acomodação	342 $\mu$ s	257 $\mu$ s
Malha interna: sobressinal	12,38%	17,21%
Malha interna: erro de regime permanente	0,12 A (4,8%)	0,024 A (0,96%)
Malha externa: tempo de acomodação	14,72 ms	9,14 ms
Malha externa: sobressinal	5,43%	1,24%
Malha externa: erro de regime permanente	0,25 V (2,21%)	0,02 V (0,18%)

Fonte: Autor.

---

## Conclusões

A proposta apresentada neste trabalho consiste de um controlador do tipo *finite control set - model predictive control* com operação em frequência de chaveamento constante. O controlador foi desenvolvido como alternativa ao controlador de estados finitos, utilizando os dois possíveis estados da chave semicondutora presente no conversor elevador de um sistema fotovoltaico.

No desenvolvimento do sistema, aliou-se a simplicidade do controlador do tipo *finite control set* com a necessidade de se utilizar uma frequência de chaveamento constante, garantindo assim que a chave semicondutora do conversor não operasse fora da sua faixa de operação de frequência e impedindo o aparecimento de um espectro harmônico amplo, observado no desenvolvimento do controlador com frequência de chaveamento variável.

O controlador é dividido em duas malhas de controle e obtém a razão cíclica para o modulador PWM. A malha externa de controle de tensão estima o comportamento futuro da corrente do indutor do conversor a partir do valor presente da tensão de entrada do conversor e da referência de tensão fornecida pelo MPPT. A malha interna de controle de corrente é responsável pela obtenção da razão cíclica, tendo como referência a corrente prevista no indutor, calculada na malha externa de controle de tensão. A função custo é obtida aqui a partir da minimização do erro da corrente de acordo com o modelo discretizado do sistema.

Os resultados foram obtidos em duas etapas. A primeira delas com a realização de uma simulação em *Matlab/Simulink* do sistema e a segunda com a obtenção dos resultados experimentais em bancada. Como critério de comparação, foi utilizado um controlador de dois polos e dois zeros para a análise dos parâmetros de controle em diversos testes.

Na simulação do sistema simplificado foi demonstrado que o controlador proposto obteve melhor desempenho nos testes de reposta ao degrau. Os parâmetros de controle apresentaram menor tempo de acomodação, sobressinal e erro de regime permanente. Por outro lado, a robustez do controlador não é atestada em simulação devido ao baixo grau de incerteza entre o modelo e a simulação.

Por esse motivo foram realizados os testes em bancada com o kit de desenvolvimento

TMDSSOLARCEXPKIT. No kit, o painel fotovoltaico é emulado a partir de uma fonte controlada, elaborada a partir de um conversor *buck-boost*, o que eleva as incertezas do modelo. Ainda assim, foi observado uma vantagem comparativa do controlador preditivo proposto em relação ao controlador de 2 polos e 2 zeros, porém com menor disparidade entre os resultados dos parâmetros de controle.

Para validação do controlador, realizou-se também um teste de variação de irradiancias, de modo a verificar o comportamento do sistema. Observou-se que os níveis de tensão e corrente atingiram os valores esperados para cada nível de irradiancia.

Nos testes em bancada observa-se divergências em comparação aos resultados de simulação, principalmente para o controlador preditivo. Embora os dados apresentados decorrentes das simulações em *Matlab/Simulink*, sejam importantes para analisar o devido funcionamento do sistema, existem dinâmicas que não são incluídas no modelo estruturado em simulação, por conta da simplificação do modelo.

Dentre essas dinâmicas, a que apresenta maior impacto nos resultados encontrados são os aspectos construtivos e de controle da fonte controlada conectada ao Kit TMDSSOLARCEXPKIT, cujos dados não são considerados em simulação. Para a avaliação final da proposta, deve-se considerar de maneira definitiva os resultados apresentados nos resultados em bancada, em que são exibidos os dados de análises experimentais. Por outro lado, as análises de simulação se mostram importantes como critério de estudo do sistema proposto.

## 6.1 Publicações

GIL, G. M. V.; CUNHA, R. B. A.; DI SANTO, S. G.; MONARO, R. M.; COSTA, F. F.; SGUAREZI FILHO, A. J. Photovoltaic energy in South America: Current state and grid regulation for large-scale and distributed photovoltaic systems. **Renewable Energy**, v. 162, p. 1307-1320, 2020. ISSN 0960-1481. Doi: 10.1016/j.renene.2020.08.022

MEEGAHAPOLA, L.; SGUAREZI, A.; BRYANT, J. S.; GU, M.; CONDE D., E. R.; CUNHA, R. B. A. Power System Stability with Power-Electronic Converter Interfaced Renewable Power Generation: Present Issues and Future Trends. **Energies**, v. 13, n. 13, p. 3441, 2020. EISSN 1996-1073. Doi: 10.3390/en13133441

CUNHA, R. B. A.; INOMOTO, R. S.; ALTUNA, J.A.T.; COSTA, F. F.; DI SANTO, S. G.; SGUAREZI FILHO, A. J. Constant switching frequency finite control set model predictive control applied to the boost converter of a photovoltaic system. **Solar Energy**, v. 189, p. 57-66, 2019. ISSN 0038-092X. Doi: 10.1016/j.solener.2019.07.021

CUNHA, R. B. A.; DI SANTO, S. G.; SQUIREZ FILHO, S. G.; COSTA, F. F. Finite control set applied to the current control of interleaved boost converter of PV systems. In: **2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 580–584. ISSN 2572-6013. Doi: 10.1109/ICRERA.2017.8191127

## 6.2 Trabalhos futuros

Propõe-se como recomendação para trabalhos futuros a implantação desse controlador em conversores com maior grau de complexidade.

Inicialmente, é desejável a implantação do conversor elevador entrelaçado, já que apresenta uma topologia semelhante ao conversor elevador, porém com outras condições que podem gerar restrições. Essa topologia de conversor possui a mesma estrutura do conversor elevador, porém possui ramificações em paralelo, denominadas pernas.

Essa topologia pode apresentar uma curva de variação da corrente de entrada com mais de uma inclinação na subida ou na descida, a depender do número de pernas ativas simultaneamente. Além disso, existe a possibilidade de cada perna isolada estar trabalhando no MCD, ainda que o conjunto de pernas do conversor conectadas estejam no MCC, o que dificulta a obtenção do modelo.



---

## Referências

- ABOLHASANI, M. A. et al. A comparison between buck and boost topologies as module integrated converters to mitigate partial shading effects on PV arrays. In: **2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 367–372.
- ALAJMI, B. N. et al. Fuzzy-logic-control approach of a modified hill-climbing method for maximum power point in microgrid standalone photovoltaic system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 4, p. 1022–1030, April 2011. ISSN 0885-8993.
- ANANTHI, C.; KANNAPIRAN, B. Improved design of sliding-mode controller based on the incremental conductance MPPT algorithm for PV applications. In: **2017 IEEE International Conference on Electrical, Instrumentation and Communication Engineering (ICEICE)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- ANEEL. **Resolução Normativa N. 687/2015**. 2015. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>>. Acesso em: 13 março 2020.
- \_\_\_\_\_. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST - Módulo 3**. 2016. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/modulo-3>>. Acesso em: 13 março 2020.
- \_\_\_\_\_. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST - Módulo 8**. 2016. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/modulo-8>>. Acesso em: 13 março 2020.
- ANG, K. H.; CHONG, G.; LI, Y. PID control system analysis, design, and technology. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 13, n. 4, p. 559–576, July 2005. ISSN 1063-6536.
- ATIA, Y.; SALEM, M. Microcontroller-Based Improved Predictive Current Controlled VSI for Single-Phase Grid-Connected Systems. **Journal of Power Electronics**, v. 13, n. 6, p. 1016–1023, 2013.
- BANSAL, S.; SAINI, L. M. Maximum power point tracking using integrated neuro fuzzy algorithm in PV system with full bridge ZVS converter for battery charger applications. In: **2015 IEEE International Transportation Electrification Conference (ITEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–8.

- BASARAN, K.; CETIN, N. S. Designing of a fuzzy controller for grid connected photovoltaic system's converter and comparing with PI controller. In: **2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 102–106.
- BEQUETTE, B. W. **Process Control: Modeling, Design, and Simulation**. [S.l.]: Prentice Hall Professional, 2003.
- BERES, R. N. et al. A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 1, p. 54–69, March 2016. ISSN 2168-6785.
- CABRERA-TOBAR, A. et al. Review of advanced grid requirements for the integration of large scale photovoltaic power plants in the transmission system. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 62, p. 971 – 987, 2016. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211630154X>>.
- CALAVIA, M.; PERIÉ, J. M.; SALLÁN, J. Comparison of MPPT strategies for solar modules. In: **Proc. International Conference on Renewable Energies and Power Quality**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 22–25.
- CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. Processamento eletrônico da energia solar fotovoltaica em sistemas conectados à rede elétrica. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, SciELO Brasil, v. 21, n. 2, p. 159–172, 2010.
- CHAVAN, S. B.; CHAVAN, M. S. Design and implementation of full bridge DC-DC converter for photovoltaic application. In: **2015 International Conference on Energy Systems and Applications**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 466–469.
- CHEN, M. et al. A Dual-Input Central Capacitor DC/DC Converter for Distributed Photovoltaic Architectures. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 1, p. 305–318, Jan 2017. ISSN 1939-9367.
- CHIGUERU, T.; FRAIDENRAICH, N. Atlas Solarimétrico do Brasil: Banco de dados solarimetricos. **Editora Universitária da UFPE**, 2000.
- Ciobotaru, M.; Agelidis, V.; Teodorescu, R. Accurate and less-disturbing active anti-islanding method based on PLL for grid-connected PV inverters. In: **2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 4569–4576. ISSN 2377-6617.
- CONGRESSO DA REPÚBLICA. **Decreto nº 4.873/2013**. 2018. Disponível em: <[http://www.planalto.gov.br/CCIVIL\\_03/decreto/2003/D4873.htm](http://www.planalto.gov.br/CCIVIL_03/decreto/2003/D4873.htm)>. Acesso em: 13 março 2020.
- \_\_\_\_\_. **Decreto nº 10.221/2020**. 2020. Disponível em: <[http://www.planalto.gov.br/CCIVIL\\_03/decreto/2003/D4873.htm](http://www.planalto.gov.br/CCIVIL_03/decreto/2003/D4873.htm)>. Acesso em: 13 março 2020.
- CORTES, P. et al. Predictive control in power electronics and drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 12, p. 4312–4324, Dec 2008. ISSN 1557-9948.

DIEFENDERFER, P.; PRESCOTT, E. R.; JANSSON, P. M. Energy and capacity values for distributed PV in PJM. In: **2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1265–1268. ISSN null.

DKHICHI, F. et al. Behavior of neural network MPPT technique on a PV system operating under variable load and irradiation. In: **2016 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–4.

DUBEY, R.; JOSHI, D. Optimization of solar power by azimuthal angle and neural network control of a PV module. In: **2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6. ISSN 2160-3162.

ELGENDY, M. A.; ZAHAWI, B.; ATKINSON, D. J. Analysis of the Performance of DC Photovoltaic Pumping Systems with Maximum Power Point Tracking. In: **2008 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 426–430. ISSN 0537-9989.

EPE. **Balanco Energético Nacional 2020: Ano Base 2019**. [S.l.]: Empresa de Pesquisa Energética, 2020.

Errouissi, R.; Al-Durra, A.; Muyeen, S. M. A Robust Continuous-Time MPC of a DC–DC Boost Converter Interfaced With a Grid-Connected Photovoltaic System. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 6, n. 6, p. 1619–1629, Nov 2016. ISSN 2156-3403.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, n. 2, p. 439–449, jun 2007. ISSN 0885-8969.

FARD, M.; ALDEEN, M. Robust control design for a boost converter in a photovoltaic system. In: **2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–9.

FARHAT, M. et al. Diseño e implementación de un sistema de control estable basado en lógica borrosa para optimizar el rendimiento de un sistema de generación fotovoltaico. **Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI**, v. 12, n. 4, p. 476 – 487, 2015. ISSN 1697-7912. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1697791215000631>>.

FEMIA, N. et al. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 4, p. 963–973, July 2005. ISSN 1941-0107.

FOROUZESH, M. et al. Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, Dec 2017. ISSN 0885-8993.

GAZOLI, J. R. **Microinversor Monofásico para Sistema Solar Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2011.

- Geyer, T.; Papafotiou, G.; Morari, M. Hybrid model predictive control of the step-down dc–dc converter. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 16, n. 6, p. 1112–1124, 2008.
- GIL, G. M. V. **Estudo, SIMulação e Implementação de um Sistema Fotovoltaico de Baixa Potência usando Controle por Modos Deslizantes**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2019.
- GIL, G. M. V. et al. Digital Controller Design for Interleaved Boost Converter in Photovoltaic System. In: **2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8.
- GULLÌ, F. Small distributed generation versus centralised supply: a social cost–benefit analysis in the residential and service sectors. **Energy Policy**, v. 34, n. 7, p. 804 – 832, 2006. ISSN 0301-4215. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0301421504002484>>.
- HAQUE, M. M.; WOLFS, P.; ALAHAKOON, S. Small signal modeling and control of isolated three port DC-DC Converter for PV-battery system. In: **2017 IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 263–266.
- HSIAO, Y.-T.; CHEN, C.-H. Maximum power tracking for photovoltaic power system. In: **Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1035–1040 vol.2. ISSN 0197-2618.
- JASUAN, A.; NAWAWI, Z.; SAMAUHAH, H. Comparative Analysis of Applications Off-Grid PV System and On-Grid PV System for Households in Indonesia. In: **2018 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICECOS)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 253–258. ISSN null.
- KAKOSIMOS, P. E.; KLADAS, A. G. Implementation of photovoltaic array MPPT through fixed step predictive control technique. **Renewable Energy**, v. 36, n. 9, p. 2508–2514, 2011. ISSN 0960-1481.
- KAKOSIMOS, P. E.; KLADAS, A. G.; MANIAS, S. N. Fast Photovoltaic-System Voltage - or Current - Oriented MPPT Employing a Predictive Digital Current-Controlled Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 12, p. 5673–5685, Dec 2013. ISSN 0278-0046.
- KARABACAK, K.; CETIN, N. Artificial neural networks for controlling wind - PV power systems: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 29, p. 804–827, 2014.
- Karamanakos, P.; Geyer, T.; Manias, S. Model predictive control of the interleaved dc-dc boost converter with coupled inductors. In: **2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–10.
- KHATAMI, M. et al. Designing an off-grid PV system: For a residential consumer in Mashhad-Iran. In: **2013 Africon**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–5. ISSN 2153-0025.

- KILLI, M.; SAMANTA, S. Modified Perturb and Observe MPPT Algorithm for Drift Avoidance in Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 9, p. 5549–5559, Sept 2015. ISSN 0278-0046.
- KIRAN, B. et al. Design and implementation of sliding mode voltage controller for DC to DC buck converter by using hysteresis modulation and pulse width modulation. In: **2016 Biennial International Conference on Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.
- Kouro, S. et al. Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 1, p. 47–61, March 2015. ISSN 1932-4529.
- LAHOTI, G.; SHAH, U.; KADAM, P. Robust control of boost converter for flexible operation in pv based systems. In: **2016 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 345–349.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, Sep. 2005. ISSN 1939-9367.
- LIU, J. et al. Modeling and Analysis of a Digitally Controlled Grid-Connected Large-Scale Centralized PV System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 5, p. 4000–4014, May 2018. ISSN 1941-0107.
- MAHAT, P.; CHEN, Z.; BAK-JENSEN, B. Review of islanding detection methods for distributed generation. In: **2008 Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2743–2748. ISSN null.
- MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de potência: Conversores CC-CC básicos não isolados**. Florianópolis, Brasil: Edição dos Autores, 2006.
- MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. **Mais Luz para a Amazônia: Governo Federal lança programa para levar energia elétrica a 70 mil famílias**. 2020. Disponível em: <[http://www.mme.gov.br/todas-as-noticias/-/asset\\_publisher/pdAS9IcdBICN/content/mais-luz-para-a-amazonia-governo-federal-lanca-programa-para-levar-energia-solar-a-70-mil-familias](http://www.mme.gov.br/todas-as-noticias/-/asset_publisher/pdAS9IcdBICN/content/mais-luz-para-a-amazonia-governo-federal-lanca-programa-para-levar-energia-solar-a-70-mil-familias)>. Acesso em: 13 março 2020.
- MOHAMED, H. A. et al. Design, control and performance analysis of DC-DC boost converter for stand-alone PV system. In: **2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 101–106.
- NAYANASIRI, D. R. et al. Soft-switching single inductor current-fed push-pull converter for PV applications. In: **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 5589–5594. ISSN 1553-572X.
- NEUMAN, C. P. The Two-Pole Two-Zero Root Locus. **IEEE Transactions on Education**, v. 37, n. 4, p. 369–371, Nov 1994. ISSN 0018-9359.
- OBI, M.; BASS, R. Trends and challenges of grid-connected photovoltaic systems – a review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 58, p. 1082 – 1094, 2016. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211501672X>>.

- OGATA, K. **Engenharia de Controle moderno. 5ª Edição.** [S.l.]: Editora LTC, 2011.
- ONS. **Submódulo 3.6 - Requisitos técnicos mínimos para a conexão às instalações de transmissão.** 2019. Disponível em: <<http://http://www.ons.org.br/paginas/sobre-o-ons/procedimentos-de-rede/vigentes>>. Acesso em: 25 outubro 2020.
- OZDEMIR, S.; ALTIN, N.; SEFA, I. Fuzzy logic based MPPT controller for high conversion ratio quadratic boost converter. **International Journal of Hydrogen Energy**, Elsevier, v. 42, n. 28, p. 17748–17759, 2017.
- PAUKNER, F. L. et al. Dynamic behavior of the PV Grid-connected inverter based on L and LCL filter with active damping control. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- PRADHAN, R.; SUBUDHI, B. Double Integral Sliding Mode MPPT Control of a Photovoltaic System. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 24, n. 1, p. 285–292, Jan 2016. ISSN 1063-6536.
- PREETHISHRI, R. S.; SELVI, K. K. The Photovoltaic module fed Push Pull converter with MPPT controller for Solar energy applications. In: **2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–4.
- RAHIM, N. A.; SELVARAJ, J.; KRISMADINATA, C. Five-level inverter with dual reference modulation technique for grid-connected PV system. **Renewable Energy**, Elsevier, v. 35, n. 3, p. 712–720, 2010.
- RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. **Predictive control of power converters and electrical drives.** [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. v. 40.
- RODRIGUEZ, J. et al. State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 2, p. 1003–1016, 2013.
- SAHARIA, B. J.; MANAS, M.; SEN, S. Comparative Study on Buck and Buck-Boost DC-DC Converters for MPP Tracking for Photovoltaic Power Systems. In: **2016 Second International Conference on Computational Intelligence Communication Technology (CICT)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 382–387.
- SALEM, M.; ATIA, Y. Control scheme towards enhancing power quality and operational efficiency of single-phase two-stage grid-connected photovoltaic systems. **Journal of Electrical Systems and Information Technology**, Electronics Research Institute (ERI), v. 2, n. 3, p. 314–327, dec 2015. ISSN 23147172. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2314717215000604>>.
- SHADMAND, M. B.; BALOG, R. S.; ABU-RUB, H. Model Predictive Control of PV Sources in a Smart DC Distribution System: Maximum Power Point Tracking and Droop Control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 29, n. 4, p. 913–921, Dec 2014. ISSN 0885-8969.

- SHAWKY, A.; AHMED, M. E.; ORABI, M. Performance analysis of isolated DC-DC converters utilized in Three-phase differential inverter. In: **2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 821–826.
- SMETS, A. et al. **Solar Energy: The Physics and Engineering of Photovoltaic Conversion Technologies and Systems**. [S.l.]: UIT Cambridge Ltd., 2016.
- SOEDIBYO; AMRI, B.; ASHARI, M. The comparative study of Buck-boost, Cuk, Sepic and Zeta converters for maximum power point tracking photovoltaic using P&O method. In: **2015 2nd International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 327–332.
- SolarPower Europe. **Global Market Outlook for Solar Power 2020-2024**. [S.l.], 2020.
- Subudhi, B.; Pradhan, R. Characteristics evaluation and parameter extraction of a solar array based on experimental analysis. In: **2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 340–344.
- SULTANA, W. R. et al. A review on state of art development of model predictive control for renewable energy applications. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 76, p. 391 – 406, 2017. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117303672>>.
- SUSKIS, P.; GALKIN, I.; ZAKIS, J. Design and implementation of flyback mppt converter for PV-applications. In: **2014 Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 291–296.
- SYAM, M. S.; KAILAS, T. S. Grid connected PV system using Cuk converter. In: **2013 Annual International Conference on Emerging Research Areas and 2013 International Conference on Microelectronics, Communications and Renewable Energy**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6.
- TAN, S.-C.; LAI, Y. M.; TSE, C. K. A unified approach to the design of PWM-based sliding-mode voltage controllers for basic DC-DC converters in continuous conduction mode. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 53, n. 8, p. 1816–1827, Aug 2006. ISSN 1549-8328.
- TEDDE, M.; SMEDLEY, K. Anti-Islanding for Three-Phase One-Cycle Control Grid Tied Inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3330–3345, jul 2014. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6583265/>>.
- TEXAS INSTRUMENTS. **PV Inverter Design Using Solar Explorer Kit**. [S.l.], 2013. 1-35 p. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/sprabr4a/sprabr4a.pdf>>.
- TULADHAR, A. Power management of an off-grid PV inverter system with generators and battery banks. In: **2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–5. ISSN 1944-9925.
- UGALE, C. P.; DIXIT, V. V. Buck-boost converter using Fuzzy logic for low voltage solar energy harvesting application. In: **2017 11th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 413–417.

- VELASCO, D. et al. An active anti-islanding method based on phase-PLL perturbation. In: **2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2199–2204. ISSN 2163-5145.
- VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, May 2009. ISSN 1941-0107.
- VILLALVA, M. G.; SIQUEIRA, T. G. D.; RUPPERT, E. Voltage regulation of photovoltaic arrays: small-signal analysis and control design. **IET Power Electronics**, v. 3, n. 6, p. 869–880, Nov 2010. ISSN 1755-4535.
- Wang, J. Model predictive control strategy for petrochemical supply chain planning under uncertainty. In: **Proceedings 2013 International Conference on Mechatronic Sciences, Electric Engineering and Computer (MEC)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 27–30.
- WU, W.; HE, Y.; BLAABJERG, F. An LLCL power filter for single-phase grid-tied inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, Shanghai, China, v. 27, n. 2, p. 782–789, 2012.
- XIONG; SHEN, A. Improved maximum power point tracking in PV system based on flyback converter. In: **2015 Chinese Automation Congress (CAC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1211–1214.
- ZHANG, Q. et al. A Center Point Iteration MPPT Method With Application on the Frequency-Modulated LLC Microinverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 3, p. 1262–1274, March 2014. ISSN 0885-8993.
- ZHOU, L.; ZHANG, M. Modeling and stability of large-scale PV plants due to grid impedance. In: **IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1025–1030. ISSN 1553-572X.
- Zmood, D. N.; Holmes, D. G.; Bode, G. H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 2, p. 601–610, 2001.

# Apêndices



---

## KIT TMDSSOLARCEXPKIT

O desenvolvimento da análise experimental do sistema proposto é realizado sob a plataforma do *Solar Explorer Kit* TMDSSOLARCEXPKIT. Sua arquitetura é descrita pelo documento *PV Inverter Design Using Solar Explorer Kit*, fornecido pela fabricante, *Texas Instruments* (TEXAS INSTRUMENTS, 2013).

O kit inclui cartão de controle F28M3H52C (TMDSSOLARCEXPKIT), cartão de controle F28035 (TMDSSOLARPEXPKIT), Placa de Montagem Solar Explorer, fornecimento de energia de 20 V e 2 A, cabos com plugue banana (instalados na placa), lâmpada de 50 W 24 Vac, cabo USB-B para USB-A, cabo mini USB para USB-A.

A aplicação do controlador é desenvolvida utilizando microcontroladores da linha C2000 da *Texas Instruments*, programado utilizando a ferramenta de desenvolvimento *controlSUITE*.

Além disso, a placa conta com diferentes topologias de conversores, sendo estas: conversor CC-CC elevador monofásico com MPPT, conversor CC-CC sepic para carregamento de bateria com MPPT, inversor monofásico ponte completa, conversor abaixador-elevador síncrono, utilizado para a concepção do emulador de painel fotovoltaico.

A seguir, serão detalhados os componentes utilizados na concepção do trabalho.

### A.1 Emulador de painel fotovoltaico

O kit conta com um emulador de painel fotovoltaico, cujos dados são apresentados na Tabela 4 a seguir.

O emulador é desenvolvido utilizando um conversor abaixador-elevador síncrono, esquematizado na Figura 45. Os parâmetros do conversor são: *Tensão de Entrada* = 24 V CC; *Corrente de Entrada* = 2,5 A CC; *Tensão de Saída* = 0 – 30 V CC; *Corrente de Saída* = 0 – 2,5 A; *Potência* = 50 W; *Frequência de Chaveamento* = 200 kHz.

As chaves Q1 e Q2 correspondem ao conversor abaixador e as chaves Q3 e Q4 ao conversor elevador. A emulação do painel é realizada a partir da operação do conversor

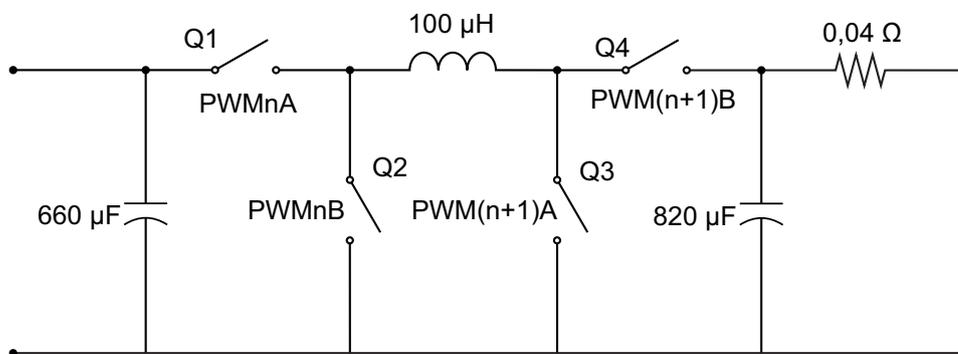
como uma fonte de tensão controlada por corrente. Isso é feito a partir de um *lookup table* entre o valor da corrente e o respectivo valor da tensão a partir da curva  $I - V$  do painel. O valor da curva obtida é interpolado a partir dos diferentes valores de irradiância possíveis, alterando o valor final da tensão.

Tabela 4 – Emulador de painel fotovoltaico

Relação de luminância (w.r.t 1.000 W/m <sup>2</sup> )	$P_{PMP} = P_{máx} \times$	Relação de luminância (W)	$V_{PMP}$ (V)
1,0 = 1.000 W/m <sup>2</sup>		36,02	18,46
0,9 = 900 W/m <sup>2</sup>		32,42	16,42
0,8 = 800 W/m <sup>2</sup>		28,82	14,68
0,7 = 700 W/m <sup>2</sup>		25,22	12,77
0,6 = 600 W/m <sup>2</sup>		21,61	10,98
0,5 = 500 W/m <sup>2</sup>		18,01	9,093
0,4 = 400 W/m <sup>2</sup>		14,41	7,363
0,3 = 300 W/m <sup>2</sup>		10,81	5,473
0,2 = 200 W/m <sup>2</sup>		7,205	3,67

Fonte: TEXAS INSTRUMENTS (2013)

Figura 45 – Esquema do conversor abaixador-elevador síncrono utilizado para concepção do emulador fotovoltaico



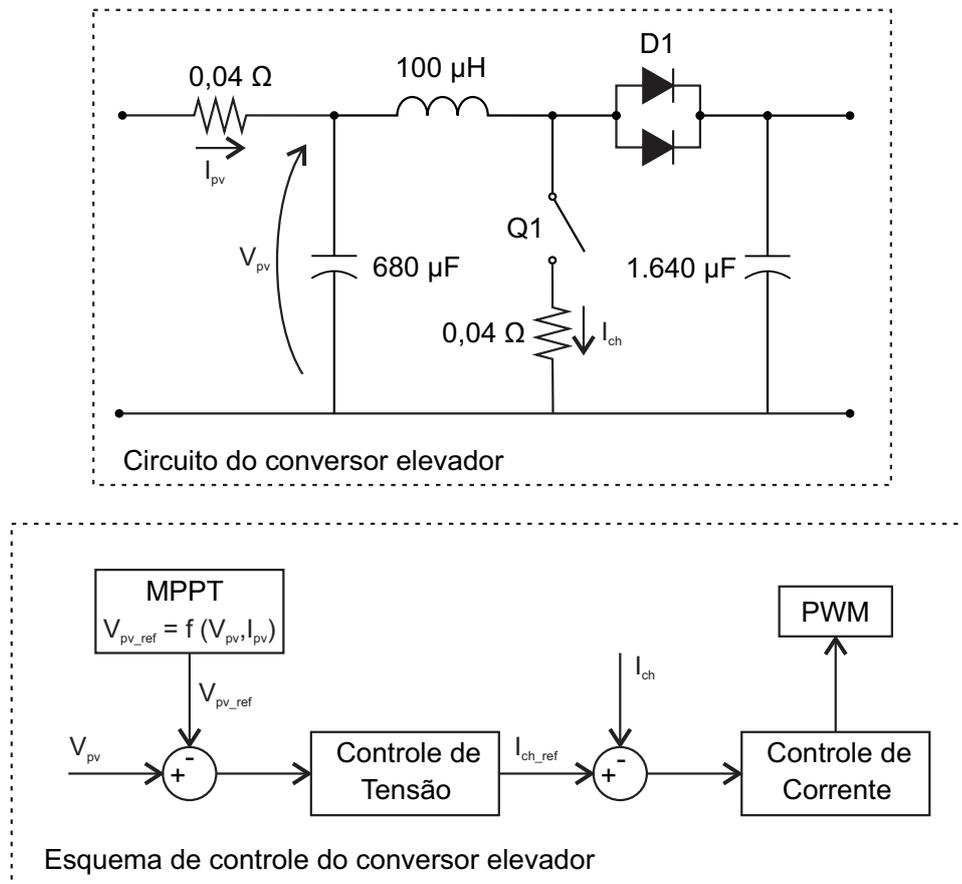
Fonte: TEXAS INSTRUMENTS (2013)

## A.2 Conversor elevador

O conversor elevador constante no kit é utilizado no estágio CC-CC para controle MPPT do sistema fotovoltaico. Seus parâmetros de trabalho são: *Tensão de Entrada* = 0 – 30 V; *Corrente de Entrada* = 0 – 3,5 A; *Tensão de Saída* = 30 V CC Nominal; *Corrente de Saída* = 0–2 A; *Potência* = 50 W; *Frequência de Chaveamento* = 100 kHz.

O controlador proposto é aplicado ao conversor elevador. O esquema do conversor e de controle são apresentados na Figura 46.

Figura 46 – Esquema do circuito e do controle do conversor elevador



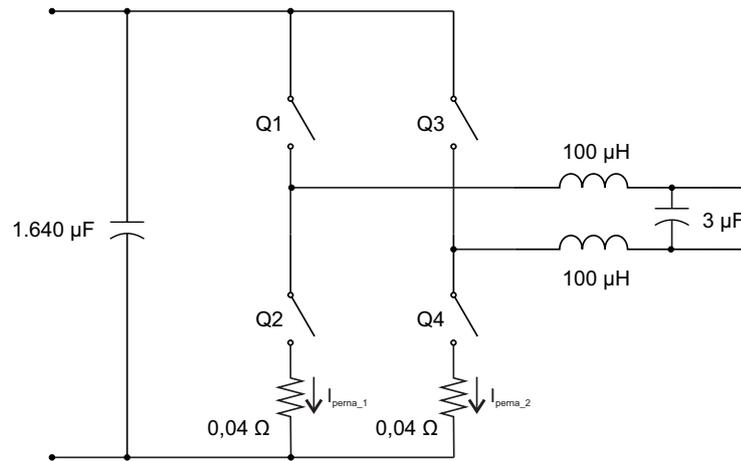
Fonte: adaptado de TEXAS INSTRUMENTS (2013)

### A.3 Inversor monofásico

No modelo experimental desenvolvido, o conversor elevador é conectado ao inversor monofásico em ponte completa constante no kit de desenvolvimento. Seus parâmetros são: *Tensão de Entrada* = 30 V CC Nominal; *Corrente de Entrada* = 0 – 2 A; *Tensão de Saída* = 20 – 24 Vrms Máx; *Corrente de Saída* = 0 – 2 A; *Potência* = 50 W; *Frequência de Chaveamento* = 10 kHz – 20 khz. O esquema do inversor monofásico é apresentado na Figura 47.

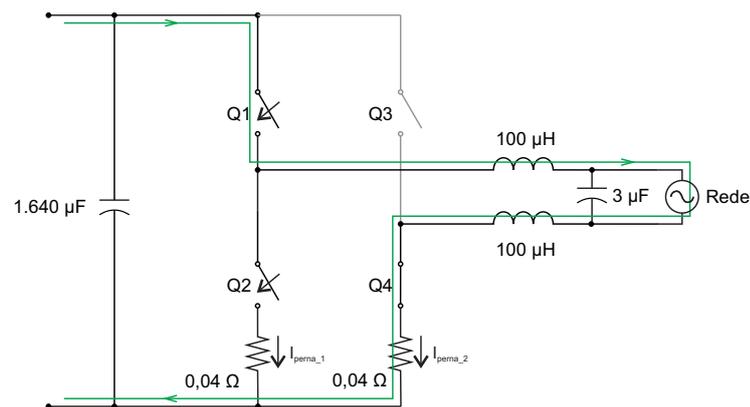
O inversor é controlado com um esquema de modulação unipolar. As pernas do conversor são chaveadas a depender do semi-ciclo da senoide do sinal CA, sendo: no semi-ciclo positivo, representado na Figura 48(a), Q1 e Q2 são chaveados, Q4 está sempre ativado e Q3 está sempre desativado; no semi-ciclo negativo, apresentado na Figura 48(b), Q3 e Q4 são chaveados, Q2 está sempre ativado e Q1 está sempre desativado.

Figura 47 – Esquema do inversor monofásico ponte completa

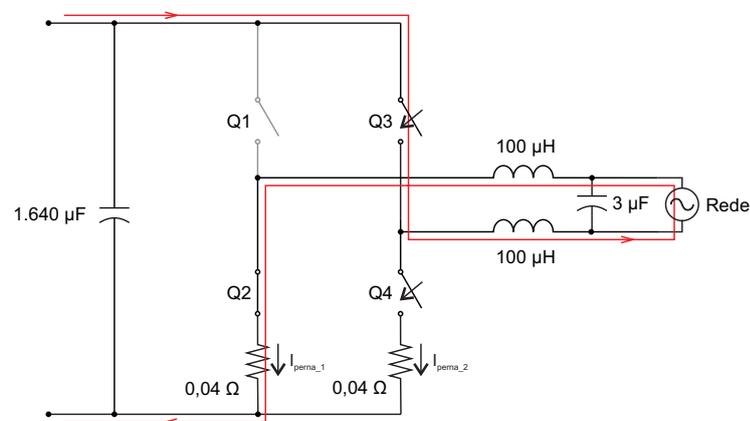


Fonte: adaptado de TEXAS INSTRUMENTS (2013).

Figura 48 – Funcionamento do inversor ponte completa: (a) semi-ciclo positivo; (b) Semi-ciclo negativo



(a)



(b)

Fonte: adaptado de TEXAS INSTRUMENTS (2013).