

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA**

**PHILIPPE RANGEL DE SOUZA**

**ANÁLISE DA OPERAÇÃO E CONTROLE DE UM CONVERSOR MODULAR  
PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS A PARTIR DOS CONVERSORES  
BOOST E MEIA-PONTE**

**Alegrete  
2018**

**PHILIPPE RANGEL DE SOUZA**

**ANÁLISE DA OPERAÇÃO E CONTROLE DE UM CONVERSOR MODULAR  
PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS A PARTIR DOS CONVERSORES  
BOOST E MEIA-PONTE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva

**Alegrete  
2018**

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos  
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do  
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais).

S719a Souza, Philipe Rangel de  
Análise da Operação e Controle de um Conversor Modular para Sistemas Fotovoltaicos a partir dos Conversores Boost e Meia-ponte / Philipe Rangel de Souza.  
106 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2018.  
"Orientação: Guilherme Sebastião da Silva".

1. Sistemas Fotovoltaicos. 2. Conversor Modular. 3. Conversor Boost. 4. Inversor Meia-ponte. 5. Estratégia de MPPT. I. Título.

**PHILIFE RANGEL DE SOUZA**

**ANÁLISE DA OPERAÇÃO E CONTROLE DE UM CONVERSOR MODULAR PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS A PARTIR DOS CONVERSORES BOOST E MEIA PONTE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

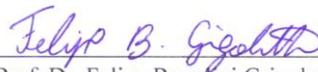
Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 26 de junho de 2018.

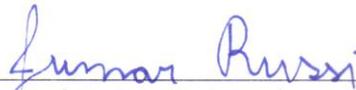
Banca examinadora:



Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva  
Orientador



Prof. Dr. Felipe Bovofini Grigoletto  
UNIPAMPA



Prof. Dr. Jumar Luís Russi  
UNIPAMPA

Dedico este trabalho à minha família, que sempre me apoiou e incentivou, de maneira incondicional, para que eu realizasse os meus sonhos.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, por ter me dado direção, saúde, determinação e sabedoria durante a graduação e na elaboração deste trabalho, e o que seria de mim sem a fé que tenho nele.

Aos meus pais, Joel e Ângela, por compartilharem comigo suas experiências de vida e por todos os ensinamentos, que foram essenciais para a minha formação pessoal e fortalecedores durante todo o período que estive distante de toda a minha família.

Aos meus irmãos, Sângelo e Sandra. Em especial a minha irmã, por sempre me incentivar, motivar e acreditar em mim na busca dos meus sonhos e por ter dado todo suporte para que eu pudesse me dedicar aos estudos.

Ao Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva pelos seus conselhos e pensamentos positivos passados e por compartilhar seus conhecimentos comigo. Além disso, agradeço-o por toda sua atenção, paciência e competência como orientador.

Aos professores Jumar Luís Russi e Felipe Bovolini Grigoletto pelas sugestões que deram para melhoria deste trabalho.

Aos amigos Cristiano T. Santis, Cesar A. M. de Sampaio, Felipe F. Desconsi, Fernando S. Garcia, Jovane F. da Silva, Paulo C. Piovesan, Rafael Zaparoli e Hianna Landarin, pelo convívio, amizade e companheirismo nos bons e difíceis momentos dessa etapa de minha vida.

Por fim, deixo os meus sinceros agradecimentos a todos os colegas de curso e dos demais cursos da Universidade Federal do Pampa, bem como ao seu corpo docente e funcionários e a todos aqueles que participaram de alguma forma dessa jornada.

“O segredo para viver em paz com todos consiste na arte de compreender cada um segundo a sua individualidade”.

Federico Luis Jahn

“O Senhor dos Exércitos jurou, dizendo: Como pensei, assim sucederá, e como determinei, assim se efetuará”.

Isaías 14:24 – Bíblia Sagrada

## RESUMO

Este trabalho apresenta a análise e o projeto de um conversor modular, formado por dois conversores elevadores (*boost*) e um inversor meia-ponte, para sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. O dimensionamento da topologia empregada foi realizado para atender uma potência de 980 W e tensão eficaz de 127 V na saída, considerando que cada conversor *boost* eleva a tensão de aproximadamente 60 V do arranjo fotovoltaico composto por dois módulos em série de 245 W cada (modelo Kyocera KD245GH-4FB). Devido ao sombreamento distinto que pode incidir nos arranjos fotovoltaicos, projetou-se um sistema de controle para manter o equilíbrio das tensões nos capacitores que compõem o barramento CC, bem como foi implementado um método de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), a fim de extrair toda potência disponível pelos mesmos. Resultados de simulação são apresentados para diferentes níveis de potência, tensão e corrente de saída, com o objetivo de demonstrar as condições que a distorção harmônica total (THD) da corrente injetada ficou dentro dos limites permitidos em normas para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição.

Palavras-chave: sistemas fotovoltaicos, conversor modular, conversor *boost*, inversor meia-ponte, estratégia de MPPT.

## ABSTRACT

This work presents the analysis and design of a modular converter, consisting of two boost and a half-bridge inverter, for photovoltaic systems connected to the electrical grid. The topology sizing was performed to comply with an active power of 980 W and an output rms voltage of 127 V, considering that each boost converter raises the voltage of approximately 60 V of the photovoltaic array composed by 245 W series modules (Kyocera model KD245GH-4FB). Due to the distinctive shadowing that can affect the photovoltaic array, a control system was designed to maintain the voltage balance in the capacitors that compose the dc bus, as well as a method to track the maximum power point (MPPT) in order to extract all available power from it. Simulation results are presented for different active power, voltages and current levels, in order to demonstrate the conditions that the total harmonic distortion (THD) of the injected current was within the limits allowed in standards for connection of photovoltaic systems to the distribution networks.

Keywords: photovoltaic systems, modular converter, *boost* converter, *half-bridge* inverter, MPPT strategy.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Topologia empregada.....	21
Figura 2.1 – Átomo de silício com 14 elétrons distribuídos em 3 órbitas.....	25
Figura 2.2 – Corte transversal de uma célula fotovoltaica .....	25
Figura 2.3 – Impureza de antimônio no material tipo n .....	26
Figura 2.4 – Impureza de boro no material tipo p .....	26
Figura 2.5 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.....	27
Figura 2.6 – Curvas características da célula fotovoltaica: a) curva I x V e b) curva P x V, com o ponto de máxima potência.....	28
Figura 2.7 – Alteração na curva característica I x V devido ao efeito da irradiância incidente .....	29
Figura 2.8 – Alteração na curva característica I x V devido ao efeito da temperatura na célula .....	29
Figura 2.9 – Configurações de módulos fotovoltaicos .....	30
Figura 2.10 – Exemplo de um sistema fotovoltaico <i>Off-grid</i> .....	31
Figura 2.11 – Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica (sistema <i>grid-tie</i> ) .....	32
Figura 2.12 – Topologia de único estágio .....	32
Figura 2.13 – Topologia de dois estágios .....	33
Figura 2.14 – Topologias de sistemas fotovoltaicos: (a) sistema centralizado série; (b) sistema centralizado série-paralelo; (c) sistema descentralizado multi-série .....	34
Figura 2.15 – Configuração de um arranjo fotovoltaico com sombreamento parcial .....	36
Figura 2.16 – Curva I x V do arranjo fotovoltaico sob efeito de sombreamento parcial .....	36
Figura 2.17 – Curva P x V do arranjo fotovoltaico sobre condições de sombreamento parcial .....	37
Figura 2.18 – Conversor CC-CC <i>buck</i> .....	40
Figura 2.19 – Conversor CC-CC <i>boost</i> .....	41
Figura 2.20 – Conversor <i>half-bridge</i> .....	42
Figura 2.21 – Conversor CC-CA <i>full-bridge</i> .....	42
Figura 2.22 – Simulação da técnica de Tensão Constante para variação de radiação solar ..	44
Figura 2.23 – Fluxograma da técnica Condutância Incremental .....	45
Figura 2.24 – Simulação da técnica de Condutância Incremental.....	46
Figura 2.25 – Fluxograma da técnica Perturbação e Observação.....	47
Figura 2.26 – Simulação da técnica P&O para variação da radiação solar .....	48

Figura 3.1 – Topologia do sistema fotovoltaico empregado .....	54
Figura 3.2 – Primeira etapa de funcionamento do conversor <i>boost</i> .....	54
Figura 3.3 – Segunda etapa de funcionamento do conversor <i>boost</i> .....	55
Figura 3.4 – Primeira etapa de funcionamento do <i>half-bridge</i> .....	58
Figura 3.5 – Segunda etapa de funcionamento do <i>half-bridge</i> .....	59
Figura 3.6 – Topologia completa do sistema fotovoltaico projetado .....	61
Figura 3.7 – Diagrama da estratégia de MPPT simulada .....	62
Figura 3.8 – Sistema de controle proposto .....	63
Figura 3.9 – Modelo para obtenção da função de transferência da malha de corrente .....	65
Figura 3.10 – Modelo simplificado para análise da malha de corrente .....	65
Figura 3.11 – Modelo para obtenção da função de transferência da malha de tensão total ..	67
Figura 3.12 – Modelo para obtenção da função de transferência da malha de tensão diferencial .....	69
Figura 3.13 – Diagrama de blocos da malha interna de corrente .....	71
Figura 3.14 – Resposta em frequência para a malha interna de corrente compensada .....	75
Figura 3.15 – Localização dos polos e zeros nos eixos real e imaginário para a malha interna de corrente .....	75
Figura 3.16 – Diagrama de blocos da malha de tensão total .....	76
Figura 3.17 – Resposta em frequência para a malha de tensão total compensada .....	78
Figura 3.18 – Localização dos polos e zeros nos eixos real e imaginário para a malha interna de corrente .....	79
Figura 3.19 – Diagrama de blocos da malha de tensão diferencial .....	79
Figura 3.20 – Resposta em frequência para a malha de tensão diferencial compensada .....	80
Figura 3.21 – Localização do polo e do zero nos eixos real e imaginário para a malha de tensão diferencial compensada .....	81
Figura 4.1 – Simulação do modelo dinâmico da malha interna de corrente: (a) inversor; (b) degrau aplicado ao modelo dinâmico e à modulação PWM .....	83
Figura 4.2 – Validação do modelo dinâmico da malha interna de corrente .....	83
Figura 4.3 – Simulação do modelo dinâmico da malha de tensão total: (a) inversor; (b) degrau aplicado ao modelo dinâmico .....	84
Figura 4.4 – Validação do modelo dinâmico da malha de tensão total .....	84
Figura 4.5 – Simulação do modelo dinâmico da malha de tensão diferencial: (a) inversor; (b) degrau aplicado ao modelo dinâmico .....	85
Figura 4.6 – Validação do modelo dinâmico da malha de tensão diferencial .....	86

Figura 4.7 – Controle da corrente de saída do inversor.....	87
Figura 4.8 – Tensão de saída do inversor com a malha de corrente.....	87
Figura 4.9 – Instante do degrau nas formas de onda da corrente e tensão na saída do inversor .....	87
Figura 4.10 – Controle da tensão total do barramento CC do inversor.....	88
Figura 4.11 – Tensão de saída do inversor com as malhas de tensão total e de corrente.....	88
Figura 4.12 – Corrente de saída do inversor com as malhas de tensão total e de corrente ...	89
Figura 4.13 – Controle da tensão diferencial do barramento CC do inversor.....	89
Figura 4.14 – Tensão de saída do inversor com todas as malhas de controle .....	90
Figura 4.15 – Corrente de saída do inversor com todas as malhas de controle.....	90
Figura 4.16 – Rastreamento do ponto de máxima potência dos arranjos fotovoltaicos sem variação da radiação solar.....	91
Figura 4.17 – Corrente de saída e tensões total e diferencial do barramento CC sem variação da radiação solar.....	92
Figura 4.18 – Tensão de saída sem variação da radiação solar .....	93
Figura 4.19 – Variação da radiação solar aplicada.....	94
Figura 4.20 – Rastreamento do ponto de máxima potência dos arranjos fotovoltaicos com variação da radiação solar.....	94
Figura 4.21 – Tensão total com variação da radiação solar dos arranjos fotovoltaicos .....	95
Figura 4.22 – Tensão diferencial com variação da radiação solar dos arranjos fotovoltaicos .....	95
Figura 4.23 – Corrente de saída com variação da radiação solar dos arranjos fotovoltaicos	96
Figura 4.24 – Tensão de saída com variação da radiação solar dos arranjos fotovoltaicos ..	96
Figura 4.25 – Tensão total com variação da radiação solar de 800 W/m <sup>2</sup> dos arranjos PV ..	97
Figura 4.26 – Corrente de saída com variação da radiação solar de 800 W/m <sup>2</sup> dos arranjos PV .....	97
Figura 4.27 – FFT da corrente de saída para a variação da radiação solar dos arranjos PV ..	98
Figura 4.28 – Rastreamento do ponto de máxima potência somente com a variação da radiação solar do arranjo PVI .....	99
Figura 4.29 – Tensão total somente com a variação da radiação solar do arranjo PVI .....	100
Figura 4.30 – Tensão diferencial somente com a variação da radiação solar do arranjo PVI .....	100
Figura 4.31 – Corrente de saída somente com a variação da radiação solar do arranjo PVI	101
Figura 4.32 – Tensão de saída somente com a variação da radiação solar do arranjo PVI ..	101

Figura 4.33 – FFT da corrente de saída para somente a variação da radiação solar do arranjo  
*PVI* ..... 102

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Eficiência das principais células fotovoltaicas .....	27
Tabela 2.2 – Comparação das topologias de sistemas fotovoltaicos .....	35
Tabela 2.3 – Limites das distorções harmônicas totais em relação à tensão fundamental ....	37
Tabela 2.4 – Terminologia dos indicadores da Tabela 2.3 .....	38
Tabela 2.5 – Limite de distorção harmônica de corrente .....	38
Tabela 2.6 – Comparação entre os conversores convencionais para sistemas fotovoltaicos	39
Tabela 2.7 – Comparação dos métodos de MPPT .....	49
Tabela 2.8 – Comparação entre os controladores .....	52
Tabela 3.1 – Especificações do painel fotovoltaico modelo KD245GH-4FB.....	53
Tabela 3.2 – Especificações dos parâmetros para o dimensionamento do conversor <i>boost</i> .	56
Tabela 3.3 – Especificações dos parâmetros para o projeto do inversor meia-ponte .....	59
Tabela 3.4 – Parâmetros utilizados no projeto do sistema de controle.....	70
Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados para obtenção dos resultados da topologia proposta .....	82
Tabela 4.2 – Distorção harmônica total para a variação da radiação solar dos arranjos <i>PV</i> .	98
Tabela 4.3 – Distorção harmônica total para a variação da radiação solar do arranjo <i>PVI</i> ..	102

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- MPPT – Rastreamento do Ponto de Máxima Potência – *Maximum Power Point Tracking*
- P&O – Perturbação e Observação
- EPE – Empresa de Pesquisa Energética
- PDE – Plano Decenal de Expansão de Energia
- SEP – Sistema Elétrico de Potência
- ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica
- CC – Corrente Contínua
- CA – Corrente Alternada
- THD – Distorção Harmônica Total – *Total Harmonic Distortion*
- PRODIST – Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
- MPP – Ponto de Máxima Potência – *Maximum Power Point*
- PV – Fotovoltaico – *Photovoltaic*
- PWM – Modulação por Largura de Pulso – *Pulse Width Modulation*
- PI – Proporcional-Integral
- PID – Proporcional-Integral-Derivativo
- PRD – Proporcional-Ressonante-Derivativo
- MF – Margem de fase
- $FTMA_{NC}$  – Função de Transferência em Malha Aberta Não Compensada
- $FTMF_{NC}(s)$  – Função de Transferência em Malha Fechada Não Compensada
- $FTMA_C$  – Função de Transferência em Malha Aberta Compensada
- FFT – Transformada Rápida de Fourier – *Fast Fourier Transform*
- I x V – Curva Corrente x Tensão da célula fotovoltaica
- P x V – Curva Potência x Tensão da célula fotovoltaica
- $ddp$  – Diferença de Potencial Elétrico
- pn – Camada interna da célula fotovoltaica
- Off-grid* – Sistema fotovoltaico isolado
- Grid-tie/On-grid* – Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica

## LISTA DE SÍMBOLOS

$S$  – Chave

$I_0$  – Corrente de saturação reversa do diodo no escuro

$V$  – Tensão aplicada aos terminais de saída da célula

$I$  – Corrente que circula nos terminais de saída da célula

$e$  – Carga do elétron,  $1,602 \times 10^{-19}$  C

$m$  – Fator de idealidade do diodo

$k$  – Constante de Boltzmann,  $1,381 \times 10^{-23}$  J/k

$T_C$  – Temperatura equivalente de operação da célula, 298,15 K (25°C)

$R_s$  – Resistência série

$R_p$  – Resistência paralela

$V_{oc}$  – Tensão de Circuito aberto do painel fotovoltaico

$I_{sc}$  – Corrente de curto-circuito do painel fotovoltaico

$V_{mp}$  – Tensão de máxima potência do painel fotovoltaico

$I_{mp}$  – Corrente de máxima potência do painel fotovoltaico

$V_n$  – Tensão nominal

$v_e$  – Tensão de entrada

$v_s$  – Tensão de saída

$v_L$  – Tensão no indutor

$L$  – Indutor

$C$  – Capacitor

$R$  – Resistor

$D$  – Diodo

$V_{CC}$  – Tensão no barramento CC

$K_p$  – Ganho proporcional dos controladores PI e PID

$z_I$  – Zero da parcela integral dos controladores PI e PID

$z_D$  – Zero da parcela derivativa dos controladores PID e PRD

$p_D$  – Polo da parcela derivativa dos controladores PID e PRD

$\zeta$  – Coeficiente de amortecimento dos zeros

$\omega_n$  – Frequência natural dos zeros

$P_R$  – Polos ressonantes

$K_2$  – Ganho do controlador PRD

$N_s$  – Número de células

$P_s$  – Potência nominal de saída  
 $\Delta I_{Lmax}$  – Ondulação de corrente no indutor  
 $\Delta V_{CCmax}$  – Ondulação de tensão no capacitor  
 $f_s$  – Frequência de comutação  
 $f$  – Frequência da rede elétrica  
 $G_v$  – Ganho do conversor *boost*  
 $D_{RC}$  – Razão cíclica  
 $\Delta D_{RC}$  – Passo da razão cíclica  
 $i_R$  – Corrente de saída  
 $T_s$  – Período de comutação  
 $I_{Lmed}$  – Corrente média no indutor do conversor *boost*  
 $V_{s,rms}$  – Tensão eficaz nominal de saída  
 $C_{bus}$  – Capacitor do barramento CC  
 $L_S$  – Indutor de saída do inversor  
 $V_P$  – Tensão de pico  
 $\omega$  – Frequência angular  
 $G_{id}(s)$  – Função de transferência da malha interna de corrente  
 $G_{v+}(s)$  – Função de transferência da malha de tensão total  
 $G_{v-}(s)$  – Função de transferência da malha de tensão diferencial  
 $h_i$  – Ganho do sensor da malha interna de corrente  
 $h_{v+}$  – Ganho do sensor da malha de tensão total  
 $h_{v-}$  – Ganho do sensor da malha de tensão diferencial  
 $M$  – Ganho de modulação em amplitude  
 $f_{CZ}$  – Frequência de cruzamento por zero (malha de corrente)  
 $f_{CZ1}$  – Frequência de cruzamento por zero (malha de tensão total)  
 $f_{CZ2}$  – Frequência de cruzamento por zero (malha de tensão diferencial)

## SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	20
1.1 Justificativa.....	21
1.2 Objetivos do trabalho .....	22
1.3 Organização do trabalho.....	23
2 PROCESSAMENTO DE POTÊNCIA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS .....	24
2.1 Sistemas fotovoltaicos .....	24
2.2 Componentes de um sistema fotovoltaico .....	30
2.3 Topologias de sistemas fotovoltaicos .....	32
2.4 Sombreamento parcial em sistemas fotovoltaicos.....	36
2.5 Distorção harmônica.....	37
2.6 Conversores utilizados em sistemas fotovoltaicos .....	39
2.6.1 Conversor CC-CC Buck .....	40
2.6.2 Conversor CC-CC Boost .....	40
2.6.3 Conversor CC-CA Half-Bridge .....	41
2.6.4 Conversor CC-CA Full-Bridge.....	42
2.7 Estratégias de MPPT e de controle.....	43
2.7.1 Estratégias de MPPT .....	43
2.7.1.1 Tensão Constante.....	43
2.7.1.2 Condutância incremental (IncCond).....	44
2.7.1.3 Técnica Perturbação e Observação (P&O).....	47
2.7.2 Estratégias de Controle.....	49
2.7.2.1 Controlador PI .....	49
2.7.2.2 Controlador PID .....	50
2.7.2.3 Controlador PRD .....	51
2.8 Conclusão .....	52
3 TOPOLOGIA E ESTRATÉGIAS DE MPPT E CONTROLE .....	53
3.1 Modelo do painel solar fotovoltaico.....	53
3.2 Princípio de operação da topologia .....	53
3.2.1 Operação do estágio CC-CC.....	54
3.2.2 Operação do estágio CC-CA .....	58
3.3 Topologia completa .....	60
3.4 Estratégia de MPPT .....	62
3.5 Estratégia de Controle .....	63

3.5.1 Diagrama de blocos do controle .....	63
3.5.2 Modelos dinâmicos do sistema.....	64
3.5.3 Projeto do sistema de controle.....	70
3.6 Conclusão .....	81
4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	82
4.1 Validação dos modelos dinâmicos .....	82
4.2 Simulação do inversor com as malhas de controle e uma carga resistiva .....	86
4.2.1 Malha de corrente .....	86
4.2.2 Malha de tensão total.....	88
4.2.3 Malha de tensão diferencial.....	89
4.3 Simulação da topologia completa com uma carga resistiva .....	91
4.3.1 Simulação sem variação da radiação solar dos arranjos fotovoltaicos .....	91
4.3.2 Simulação com variação da radiação solar dos arranjos fotovoltaicos .....	93
4.3.3 Simulação com variação da radiação solar de um dos arranjos fotovoltaicos.....	99
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	103
REFERÊNCIAS .....	104

## 1 INTRODUÇÃO

Com o crescimento da demanda por energia elétrica, formas e técnicas de geração de eletricidade têm sido estudadas para atender a mesma sem que haja impactos negativos ao meio ambiente. A Empresa de Pesquisa Energética (EPE), empresa pública vinculada ao Ministério de Minas e Energia, é responsável por realizar estudos e pesquisas que visam o planejamento de expansão da geração e transmissão de energia elétrica do Sistema Elétrico de Potência (SEP). Como exemplo, cita-se o Plano Decenal de Expansão de Energia (PDE), que prevê o crescimento da matriz de geração com fontes renováveis de energia elétrica, o que promove um desenvolvimento mais sustentável [1].

As usinas hidrelétricas são consideradas fontes renováveis de energia, no entanto são dependentes da chuva para um armazenamento satisfatório de água e quando são afetadas por períodos de seca, devido a diversos fenômenos climáticos, armazenam um baixo volume de água em seus reservatórios. Este processo resulta em uma queda na geração de energia elétrica destas usinas, o que pode ocasionar a ativação de fontes não renováveis, como as usinas termoelétricas.

Dessa forma, além das usinas hidrelétricas, deve-se ressaltar a importância do investimento em geração de energia elétrica através de outras fontes alternativas, tais como eólica e solar, já que estas vêm demonstrando viabilidade econômica e um grande potencial de geração.

Com isso, as unidades consumidoras podem gerar sua própria energia elétrica e fornecer seu excedente quando conectadas à rede de distribuição por meio da Resolução Normativa ANEEL n° 482/2012 de micro e minigeração distribuídas alterada pela Resolução Normativa ANEEL n° 687/2015 e, posteriormente, pela Resolução Normativa ANEEL n° 786/2017 [2].

A energia solar fotovoltaica está disponível no âmbito global. Assim, é possível obter energia elétrica por meio de fontes solares luminosas através do efeito fotovoltaico, o qual se refere à conversão direta da incidência de radiação solar em corrente elétrica contínua pelos módulos fotovoltaicos em determinados ambientes que estão expostos ao sol [3].

Os sistemas fotovoltaicos podem ser isolados ou conectados à rede elétrica. Quando isolados, além dos painéis solares e inversores, necessitam de baterias para o armazenamento da energia gerada e de controladores de carga. Porém, ao serem conectados à rede elétrica, requerem somente a instalação de painéis e inversores, além dos dispositivos de proteção inerentes.

Nesse contexto, os conversores CC-CC e CC-CA são designados a elevar e inverter, respectivamente, a tensão gerada por um painel solar fotovoltaico, a fim de fornecer energia

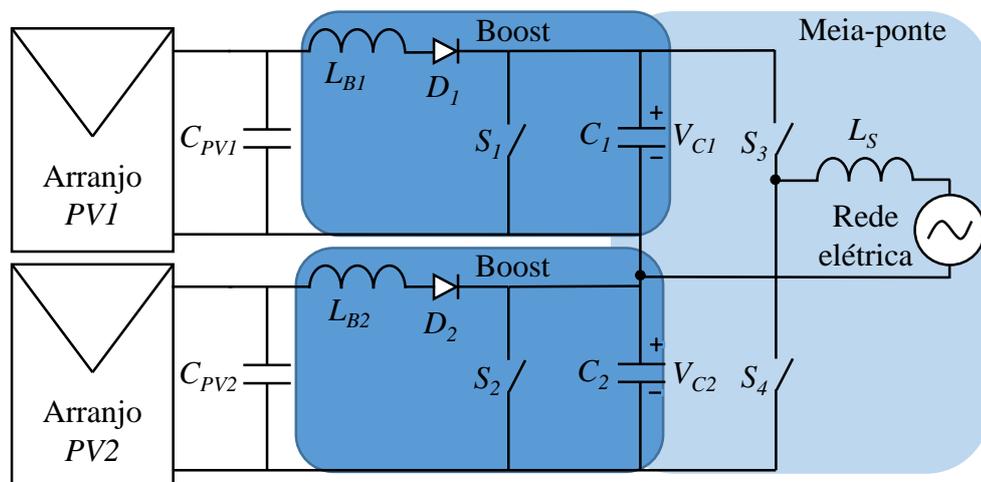
elétrica às cargas em corrente contínua (CC) e em corrente alternada (CA), bem como proporcionam o dimensionamento e a implementação de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. Assim, a utilização de baterias e controladores de carga pode ser dispensada para reduzir os custos das instalações. Além disso, os conversores influenciam diretamente no rendimento global do sistema na transferência de energia da fonte à carga e, por este motivo, devem ser projetados adequadamente.

### 1.1 Justificativa

Devido à necessidade do conversor rastrear o ponto de máxima potência para extrair toda potência gerada pelos painéis ou módulos fotovoltaicos, é necessária a implementação de uma estratégia de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*), a fim de garantir o maior rendimento possível da extração da potência do sistema fotovoltaico.

A topologia empregada neste trabalho é ilustrada na Figura 1.1. Basicamente é um conversor modular, composto por dois conversores elevadores de tensão (*boost*) e um inversor meia-ponte, que tem como principais vantagens dois rastreamentos independentes do ponto de máxima potência dos arranjos fotovoltaicos. Esta estrutura aumenta o rendimento do sistema, pois o sombreamento incidente em um dos arranjos não afeta o ponto de máxima potência do outro, quando comparada a um conversor com único canal de MPPT.

Figura 1.1 – Topologia empregada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Além das vantagens mencionadas, diferentemente de outras topologias utilizadas em cascata, esta topologia possui apenas quatro chaves semicondutoras estáticas ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ ) e dois diodos ( $D_1$  e  $D_2$ ).

Em relação à configuração, o sistema fotovoltaico foi dimensionado para utilização de no máximo dois módulos fotovoltaicos em série por arranjo, dependendo da tensão nominal dos mesmos. Isso é permitido pelo estágio de elevação da tensão de cada conversor *boost*, que dispensa o uso de vários painéis em série por *string* e, conseqüentemente, evita o aumento demasiado da tensão gerada para atender o nível adequado de tensão do barramento CC. Logo, esta topologia também se caracteriza como uma configuração *multi-string*.

No entanto, as principais desvantagens deste conversor modular são a elevada indutância do filtro de saída comparada aos demais conversores tradicionais e o desequilíbrio das tensões nos capacitores do barramento CC na ocorrência de sombreamento parcial desproporcional dos arranjos, o que pode ocasionar a presença de distorções harmônicas, principalmente pela componente CC na forma de onda de corrente injetada na rede elétrica.

Desse modo, para realizar a conexão de um sistema fotovoltaico com a rede elétrica, devem-se obedecer aos limites de distorção harmônica total (THD - *Total Harmonic Distortion*) de corrente e tensão estabelecidos, respectivamente, na ABNT NBR 16149 e no Módulo 8 dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST). Este último trata da qualidade da energia elétrica com regulamentação e fiscalização da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) [4], [5].

Sendo assim, projetou-se um sistema de controle para manter o equilíbrio de tensão no barramento CC e de corrente que flui na saída do conversor para atender aos limites de distorção harmônica individual e total, geradas pelo nível CC.

## 1.2 Objetivos do trabalho

Este trabalho tem como objetivo geral realizar a análise e o projeto de um conversor modular, composto por dois conversores elevadores de tensão (*boost*) e um inversor meia-ponte, para conectá-lo à rede de distribuição de energia elétrica.

Já os objetivos específicos são descritos a seguir:

- Descrever o princípio de funcionamento da topologia de conversor proposta;
- Realizar o projeto do sistema de controle em malha fechada do conversor com o auxílio da ferramenta *sisotool* do software MATLAB®;

- Utilizar uma estratégia de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) do sistema solar fotovoltaico;
- Simular o sistema em software comercial para obtenção dos resultados.

### 1.3 Organização do trabalho

O presente trabalho possui a seguinte estrutura:

- O capítulo 1 consiste em uma introdução que aborda, de forma geral, um breve histórico acerca das fontes renováveis de energia, os sistemas fotovoltaicos, os objetivos gerais e específicos e a justificativa que motiva a elaboração deste trabalho.
- O capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica que compreende os conceitos e teorias dos sistemas fotovoltaicos, como célula, módulo, arranjo, associação série, paralela e mista, os conversores e as estratégias de MPPT e controle.
- O capítulo 3 refere-se a metodologia utilizada para a simulação do sistema fotovoltaico a ser conectado à rede elétrica, que abrange o princípio de funcionamento da topologia empregada, as estratégias de controle e MPPT aplicadas, os modelos dinâmicos e o projeto de controle do sistema.
- No capítulo 4, são demonstradas as análises dos resultados das simulações, que validam a metodologia aplicada no capítulo 3.
- E, de modo final, são realizadas as considerações finais no capítulo 5.

## 2 PROCESSAMENTO DE POTÊNCIA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

### 2.1 Sistemas fotovoltaicos

A energia fotovoltaica é a energia elétrica gerada através do fenômeno fotovoltaico, descoberto pelo físico francês Edmond Becquerel, em 1839 [6]. De forma sucinta, é a eletricidade produzida a partir da energia solar captada pelos materiais semicondutores que constituem os painéis fotovoltaicos, e que pode ser armazenada em baterias como energia química [6], [7].

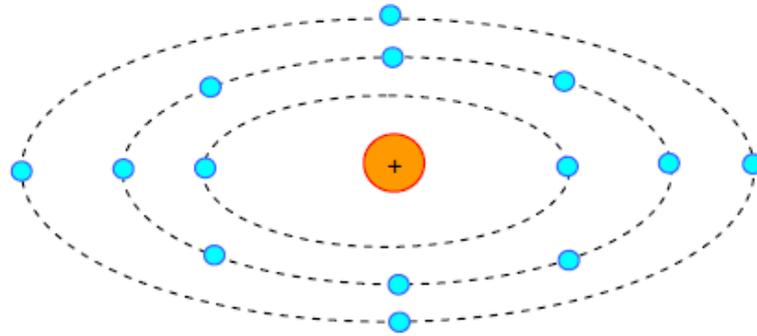
Não se deve confundir o efeito fotovoltaico com o fotoelétrico, já que no primeiro termo os elétrons gerados são transferidos entre bandas diferentes, das bandas de valência para as bandas de condução, com ocorrência na parte interna do material. Logo, este efeito possui aplicação somente para a energia luminosa, originada do sol, convertida de forma direta em energia elétrica pelas células fotovoltaicas [7].

Enquanto, no segundo termo, há liberação de elétrons por um material, comumente metálico, quando o mesmo é exposto a uma radiação eletromagnética de frequência necessária a fim de que os seus fótons energizem os elétrons, sendo que a frequência está relacionada ao tipo de material [7]. Desse modo, pode-se citar que ambos efeitos estão relacionados, porém possuem processos diferentes.

Para compreender o funcionamento de uma célula fotovoltaica é preciso estar ciente de conceitos sobre átomos, elétrons e bandas de energia [8]. Os elementos têm seus prótons e nêutrons dispostos no núcleo do átomo e elétrons nas órbitas ao seu redor, em distintos níveis de energia. Quanto mais energia possuem, mais distantes estão do núcleo, tornando-se elétrons livres. Assim, migram da banda de valência, na qual não se movimentam, para a banda de condução, gerando uma lacuna na banda de valência em consequência do transporte de um elétron, e a partir disso é criado um par elétron-lacuna [6], [8]. Caso este elétron, com energia o suficiente, for direcionado para um circuito, uma corrente elétrica será gerada.

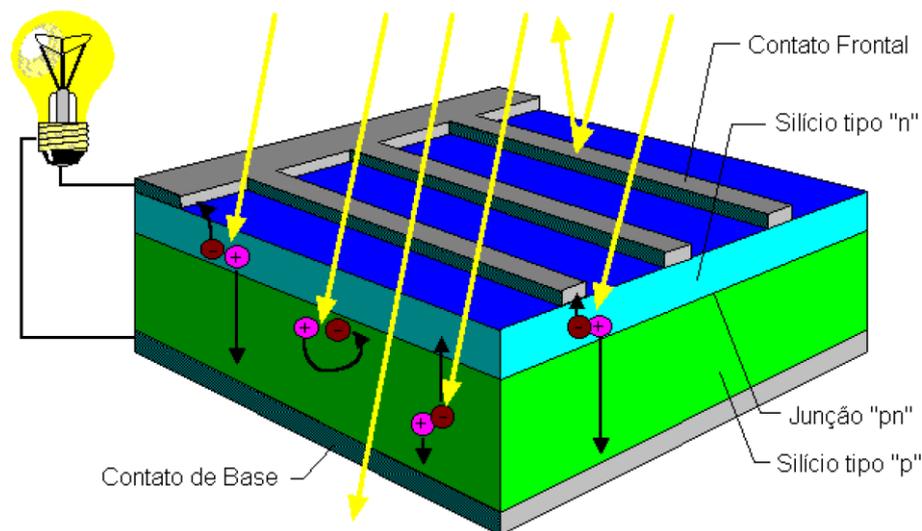
Por exemplo, o silício, de número atômico 14, que é o semicondutor mais utilizado, possui três órbitas ao redor do seu núcleo, conforme ilustrado pela Figura 2.1. Já a Figura 2.2 apresenta uma célula fotovoltaica com um corte transversal.

Figura 2.1 - Átomo de silício com 14 elétrons distribuídos em 3 órbitas.



Fonte: Obtida em [8].

Figura 2.2 – Corte transversal de uma célula fotovoltaica.



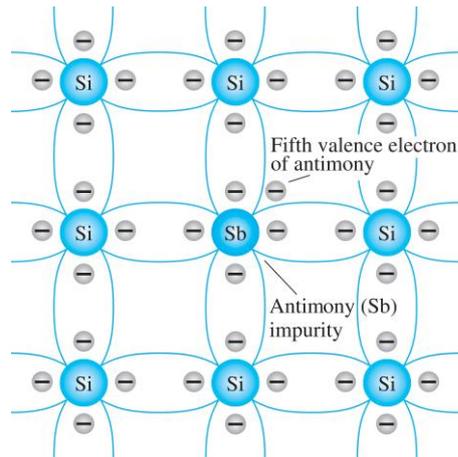
Fonte: Obtida em [9].

Como o efeito fotovoltaico está diretamente relacionado com as bandas de energia, ele gera um fóton que incide na região p (cargas positivas), cuja energia deve ser superior a largura da banda proibida, região também chamada de camada de depleção, na qual não há portadores de cargas negativas, denominados elétrons ( $1,1 \text{ elétron-volt } [1,602 \ 177 \ 33 \times 10^{-19} \text{ joules}]$ ) [6]-[7]. Dessa forma, neste processo, um elétron é transferido da camada de valência para a de condução, o que ocasiona uma lacuna na camada de valência, gerando uma diferença de potencial elétrico ( $ddp$ ) entre as regiões p e n. Esta tensão depende das propriedades do material semiconductor empregado e da dopagem realizada nele, que é o processo de adição de impurezas ao mesmo [7].

A partir de um silício puro com átomos de boro em uma camada e de antimônio na outra, haverá a formação da junção pn [9], [10]. Como o silício possui 4 elétrons na sua última camada

que se ligam aos átomos vizinhos e formam uma rede cristalina, ao adicionar átomos com cinco elétrons de ligação, como o antimônio, um elétron ficará livre em direção à banda de condução, como mostra a Figura 2.3. Assim, denomina-se o antimônio como um dopante doador de elétrons ou dopante n [9], [10].

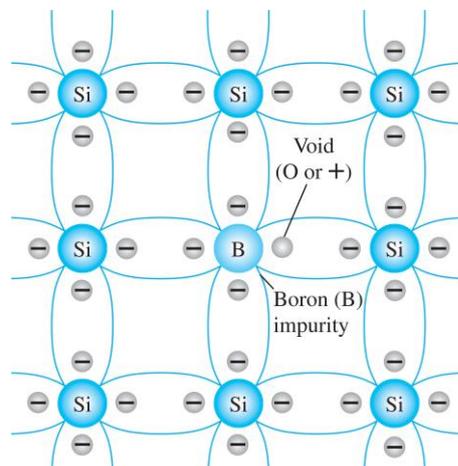
Figura 2.3 – Impureza de antimônio no material tipo n.



Fonte: Obtida em [10].

Entretanto, conforme ilustra a Figura 2.4, ao serem inseridos átomos com somente três elétrons de ligação, no caso o boro, faltará um elétron para atender às ligações com os átomos de silício. Esta falta é chamada de lacuna e acontece quando um elétron livre do átomo vizinho migra para esta posição, deslocando a lacuna. Logo, constata-se que o boro é um aceitador de elétrons ou dopante p [9], [10].

Figura 2.4 – Impureza de boro no material tipo p.



Fonte: Obtida em [10].

A Tabela 2.1 apresenta a eficiência das células fotovoltaicas para os principais materiais empregados na construção das mesmas [11].

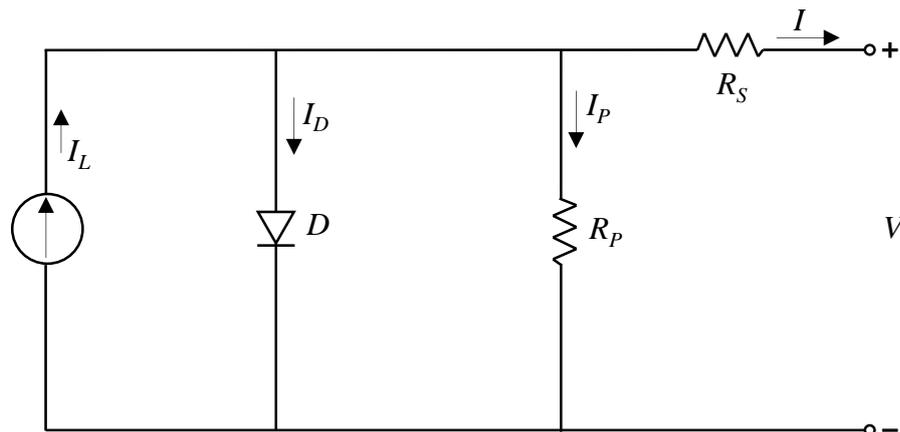
Tabela 2.1 – Eficiência das principais células fotovoltaicas.

Tecnologia	Eficiência (%)
Silício monocristalino	$25 \pm 0,5$
Silício policristalino	$20,4 \pm 0,5$
Silício amorfo	$10,1 \pm 0,3$
Filmes finos	$20,1 \pm 0,4$
Multijunção (InGaP/GaAs/InGaAs)	$37,7 \pm 1,2$

Fonte: Elaborada pelo autor a partir de dados de [9].

Em [6] é apresentado o circuito equivalente de uma célula fotovoltaica que considera as perdas internas por meio das resistências série ( $R_s$ ) e paralela ( $R_p$ ), além da fonte de corrente em derivação com um diodo, conforme mostra a Figura 2.5. O modelo matemático que expressa a corrente gerada em uma célula de acordo com o nível de radiação solar é demonstrado na equação (2.1) [6].

Figura 2.5 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$I = I_L - I_0 \left[ \exp \left( e \left( \frac{V + IR_s}{N_s m k T_c} \right) \right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2.1)$$

Onde:

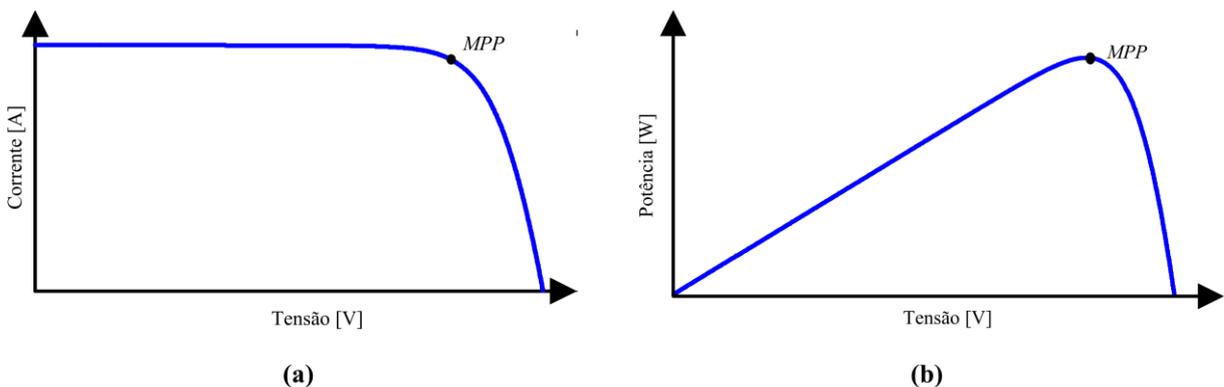
- $I_0$  – Corrente de saturação reversa do diodo no escuro.
- $V$  – Tensão aplicada aos terminais de saída da célula;
- $I$  – Corrente que circula nos terminais de saída da célula;
- $e$  – Carga do elétron,  $1,602 \times 10^{-19}$  C;
- $m$  – Fator de idealidade do diodo;
- $k$  – Constante de Boltzmann,  $1,381 \times 10^{-23}$  J/k;
- $T_C$  – Temperatura equivalente de operação da célula, 298,15 K (25°C);
- $R_s$  – Resistência série;
- $R_p$  – Resistência paralela.

Considerando um módulo fotovoltaico com conexão de células apenas em série, a equação (2.1) pode ser reescrita conforme a equação (2.2), sendo  $N_s$  o número de células conectadas em série.

$$I = I_L - I_0 \left[ \exp \left( e \frac{V + IR_s}{N_s m k T_C} \right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2.2)$$

As curvas características de corrente, tensão e potência (curvas I x V e P x V e ponto de máxima potência) das células fotovoltaicas são apresentadas pela Figura 2.6. Os parâmetros de tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ), corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ), tensão de máxima potência ( $V_{mp}$ ) e corrente de máxima potência ( $I_{mp}$ ) determinam as características do painel fotovoltaico a ser utilizado [8], [9].

Figura 2.6 – Curvas características da célula fotovoltaica: a) curva I x V e b) curva P x V, com o ponto de máxima potência.

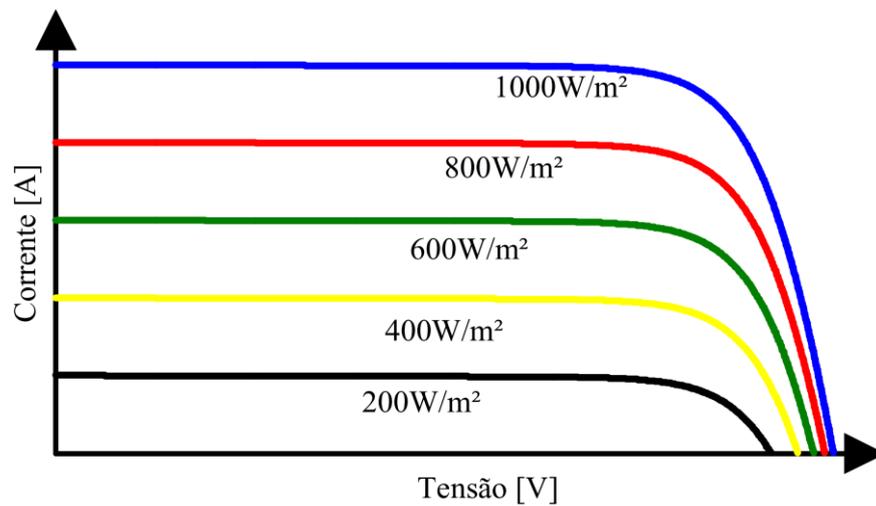


Fonte: Obtida em [12].

No entanto, os dados de placa de um painel fotovoltaico são para testes padronizados de acordo com a irradiância de  $1000 \text{ W/m}^2$  e temperatura da célula de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  [9]. Na prática, para esta mesma irradiância, a temperatura da célula pode ser maior, devido à incidência solar diretamente sobre ela e por esta estar isolada dentro de um invólucro, o que causa um efeito estufa [8].

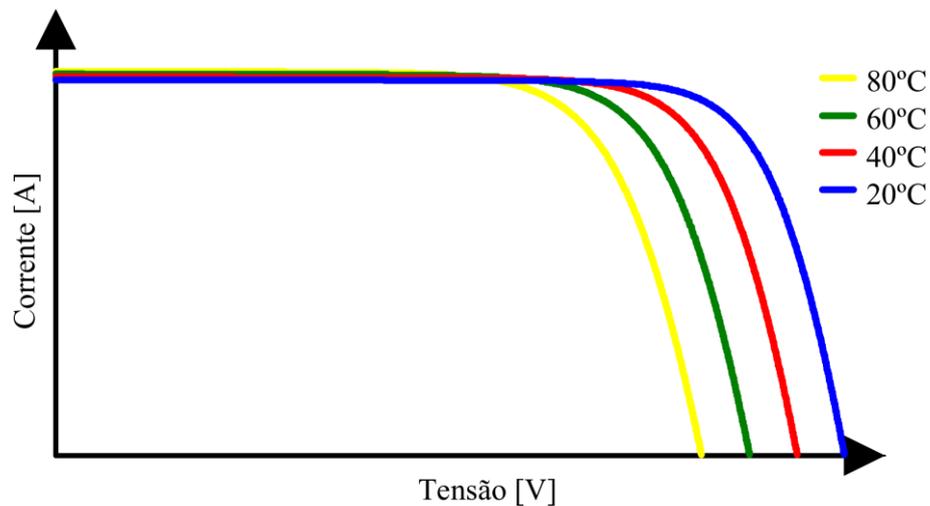
Dessa maneira, o ponto de máxima potência ideal dificilmente é mantido devido à influência das condições reais de irradiância e temperatura nas curvas características da célula fotovoltaica, conforme ilustram a Figura 2.7 e a Figura 2.8, respectivamente [8], [9].

Figura 2.7 – Alteração na curva característica I x V devido ao efeito da irradiância incidente.



Fonte: Obtida em [12].

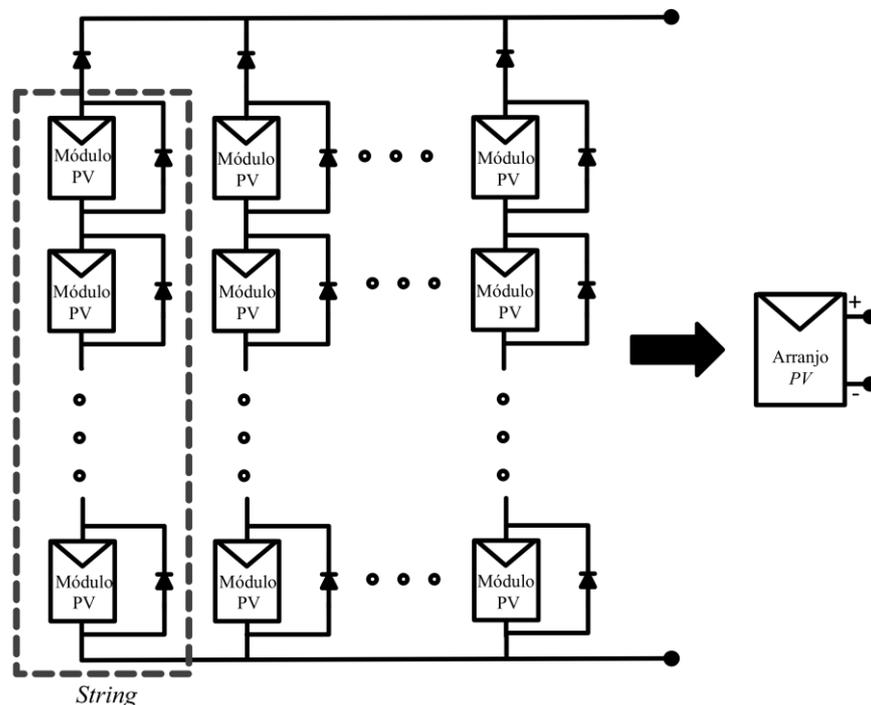
Figura 2.8 – Alteração na curva característica I x V devido ao efeito da temperatura na célula.



Fonte: Obtida em [12].

Os painéis ou módulos fotovoltaicos (*PV – Photovoltaic*) são constituídos da associação das células em série ou em paralelo, visto que estas isoladas geram tensão e corrente baixas de saída [12]. Os módulos podem ser associados em série, paralelo ou de forma mista (combinação entre série e paralelo), criando os arranjos fotovoltaicos, conforme ilustra a Figura 2.9. Os modelos de arranjos em série (*strings*) de painéis solares são os mais utilizados, cuja finalidade é elevar a tensão de saída para uma determinada aplicação [12].

Figura 2.9 – Configurações de módulos fotovoltaicos.



Fonte: Obtida em [12].

Na ocorrência de sombreamento parcial dos arranjos, a conexão dos módulos em paralelo pode ser um impasse, pois a corrente reversa pode circular através das *strings* por serem fontes em paralelo, sendo imprescindível o uso de diodos de potência em série com cada *string* para impedir que esta corrente circule através das mesmas [12]. No entanto, este diodo diminui o rendimento do sistema, sendo indicado operar com um conversor por *string*.

## 2.2 Componentes de um sistema fotovoltaico

Os sistemas fotovoltaicos podem ser isolados (*off-grid*), híbridos ou conectados à rede elétrica (*grid-tie* ou *on-grid*) [13]. Os sistemas isolados são implantados em localização remota

ou onde o custo de conexão à rede elétrica não é viável, enquanto os sistemas conectados à rede podem substituir ou complementar a energia elétrica fornecida pela mesma.

A Figura 2.10 demonstra os componentes básicos de um sistema fotovoltaico *Off-grid*, como os painéis solares fotovoltaicos, controladores de carga, inversores, baterias, cabos condutores, bem como a fonte luminosa. Estes elementos são destinados à conversão da energia luminosa em energia elétrica e realizar o transporte e armazenamento da mesma [14].

Figura 2.10 – Exemplo de um sistema fotovoltaico *Off-grid*.

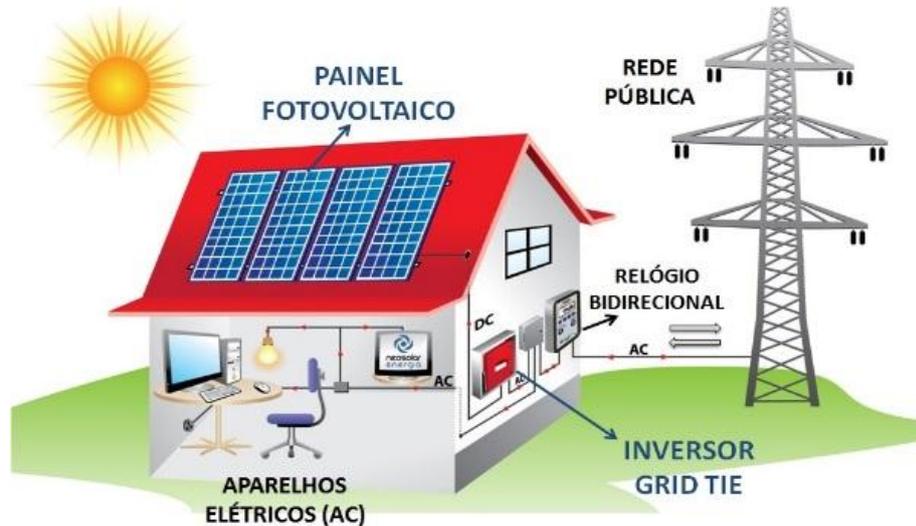


Fonte: Obtida em [14].

Os sistemas híbridos são formados por diferentes fontes de geração de eletricidade, como a eólica, solar fotovoltaica, célula combustível, geração a diesel, entre outras [13]. Assim, com a integração de diversas fontes de energia pode-se reduzir o número de módulos fotovoltaicos em um arranjo e, conseqüentemente, a quantidade de baterias. As demais formas de geração compensam a falta de fornecimento de energia elétrica às cargas ao longo de períodos de baixa incidência de radiação solar e também durante a noite [13].

Um sistema isolado necessita de baterias e controladores de carga, já os sistemas conectados à rede operam apenas com painéis e inversores, visto que não requerem o armazenamento de energia elétrica, pois o seu excedente pode ser direcionado à própria rede elétrica, conforme ilustra a Figura 2.11.

Figura 2.11 – Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica (sistema *grid-tie*).

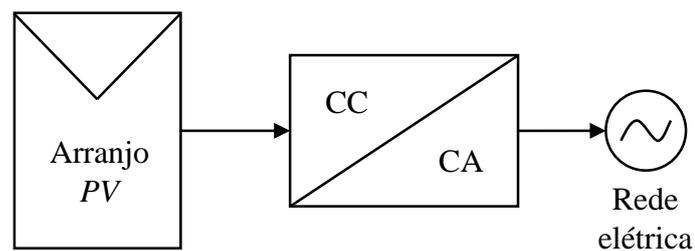


Fonte: Obtida em [14].

### 2.3 Topologias de sistemas fotovoltaicos

Em [12], as topologias de sistemas fotovoltaicos são definidas como de único estágio e de dois estágios. Para a operação da topologia de único estágio, apresentada na Figura 2.12, a tensão gerada pelo arranjo fotovoltaico deve exceder a tensão de pico da rede elétrica para a conexão do conversor, necessitando de um número maior de painéis solares para atingir o nível de tensão pretendido.

Figura 2.12 – Topologia de único estágio.



Fonte: Elaborada pelo autor.

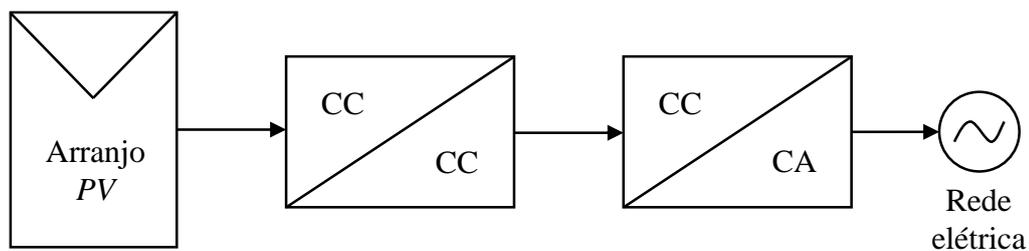
Para aplicações em que se deseja elevar a potência do sistema de um único estágio sem que haja um excessivo aumento da tensão do mesmo, deve-se utilizar *strings* em paralelo a fim de fornecer uma corrente superior ao sistema fotovoltaico. Por possuir somente um conversor no processamento da energia produzida pelo arranjo, esta topologia tem como desvantagens as

perdas nos componentes em série das *strings* e problemas no rastreamento do ponto de máxima potência [12].

Já para a topologia mostrada na Figura 2.13, a energia é processada em dois estágios. O primeiro estágio CC-CC é responsável pelo rastreamento do ponto de máxima potência gerada no arranjo e por garantir o nível de tensão adequado para a execução do segundo estágio [12].

No segundo estágio CC-CA, a energia produzida pelo arranjo fotovoltaico é transferida à rede elétrica. Por ter mais um estágio, pode haver perda de eficiência do sistema. Entretanto, esta topologia permite separar as variáveis de controle da estratégia de rastreamento de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*) das variáveis de controle da corrente inserida na rede, usar um menor número de módulos em série devido ao estágio CC-CC elevador e proporcionar ao sistema uma faixa maior de níveis de tensão gerada [12].

Figura 2.13 – Topologia de dois estágios.

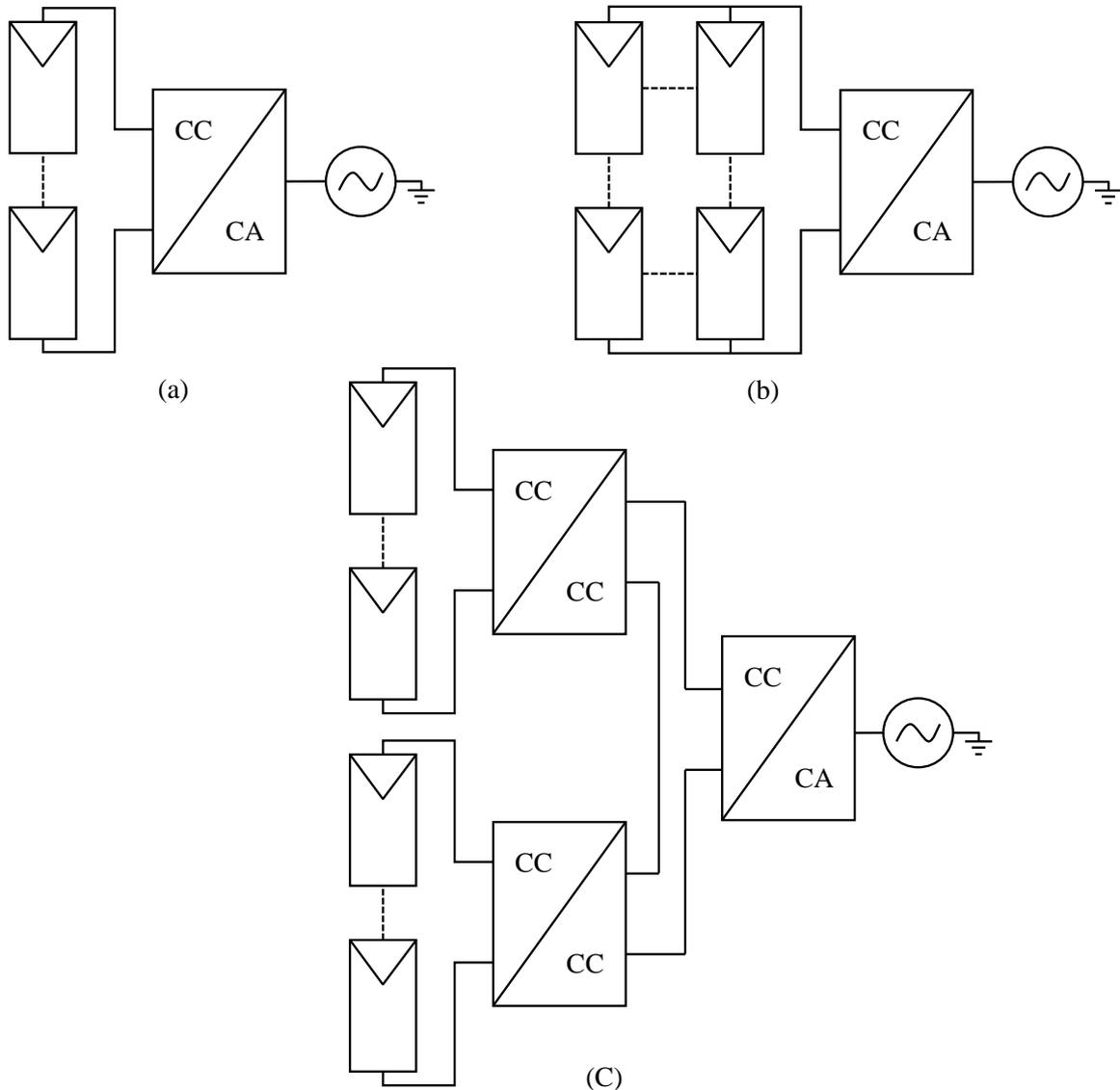


Fonte: Elaborada pelo autor.

Mas também, podem-se classificar os sistemas fotovoltaicos em centralizados e descentralizados conforme as configurações de ligação entre módulos e inversores [15]-[17]. Nos sistemas centralizados, módulos dispostos em série são conectados em paralelo formando um arranjo para ligação com um inversor. Um arranjo com uma conexão de módulos em série ligada apenas a um inversor, também conhecida como *string*, é mostrada na Figura 2.14(a). Já a Figura 2.14(b) mostra um arranjo com módulos conectados em série e paralelo, utilizado para obter um sistema com maior potência.

Desta forma, quando há mais de um conversor CC-CC empregado no sistema com um inversor, pode-se realizar o controle individual do MPPT dos arranjos de painéis ligados em série, estabelecendo a topologia multi-série, ou também conhecida como *multi-string*, como demonstra a Figura 2.14(c).

Figura 2.14 – Topologias de sistemas fotovoltaicos: (a) sistema centralizado série; (b) sistema centralizado série-paralelo; (c) sistema descentralizado multi-série.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para [15], os sistemas centralizados possuem apenas um controle do MPPT, com maior possibilidade de sombreamento parcial em seu arranjo fotovoltaico, porém são mais baratos, apresentam menos perdas nas chaves dos conversores e são aplicados na maioria das instalações. Enquanto os descentralizados apresentam maior custo, por possuírem mais de um estágio de operação, e rendimento global reduzido devido ao estágio CC-CC de elevado ganho de tensão. Porém, neste sistema é possível realizar o controle de MPPTs independentes de módulos individuais ou arranjos fotovoltaicos.

Analisando a comparação das principais vantagens e desvantagens das topologias de sistemas fotovoltaicos, mostradas na Tabela 2.2, optou-se pela utilização da topologia multi-

série, pois as suas características são compatíveis com a proposta deste trabalho, por permitir separar as variáveis de controle do método de MPPT das variáveis de controle da corrente inserida na rede elétrica e realizar o MPPT individual de módulos ou arranjos fotovoltaicos, o que aumenta o rendimento do sistema.

Tabela 2.2 – Comparação das topologias de sistemas fotovoltaicos.

Topologia	Vantagens	Desvantagens
Série	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Simples implementação;</li> <li>▪ Custo mais acessível;</li> <li>▪ Apresenta menos perdas em relação às chaves estáticas, por ser composta apenas de um conversor;</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Perdas nos componentes em série com a <i>string</i>;</li> <li>▪ Possui apenas um MPPT e, conseqüentemente, maior possibilidade de sombreamento do arranjo fotovoltaico.</li> <li>▪ Necessita de vários módulos em série para gerar uma elevada potência.</li> </ul>
Série-paralelo	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Além de ter as mesmas vantagens da configuração série, pode-se elevar a potência do sistema fotovoltaico sem que haja o aumento demasiado da tensão do arranjo.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Assim como a topologia série, apresenta perdas nos componentes em série com a string e possui apenas um MPPT.</li> </ul>
Multi-série	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Permite separar as variáveis de controle da estratégia de rastreamento do MPPT das variáveis de controle de corrente inserida na rede;</li> <li>▪ Permite o emprego de mais de um arranjo fotovoltaico e de diversos níveis de tensão;</li> <li>▪ Pode-se realizar o MPPT em cada módulo ou arranjo fotovoltaico, aumentando a eficiência do sistema.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Maior custo e implementação mais complexa, comparada às outras topologias;</li> <li>▪ Rendimento global reduzido por possuírem mais de um estágio de operação.</li> </ul>

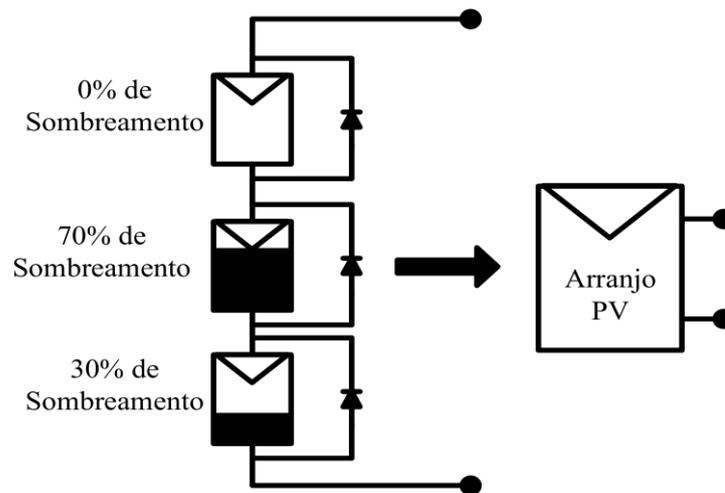
Fonte: Elaborada pelo autor a partir de [15]-[17].

## 2.4 Sombreamento parcial em sistemas fotovoltaicos

Quando se trata de sombreamentos parciais em arranjos fotovoltaicos, os módulos ligados em série restringem-se às intensidades de corrente do módulo de pior desempenho, enquanto nos módulos fotovoltaicos, isso ocorre ocasionando uma alteração nas características de corrente e tensão, o que influencia diretamente no rastreamento do pico de potência, e os painéis exibem pontos de máximos locais e global de potência [12].

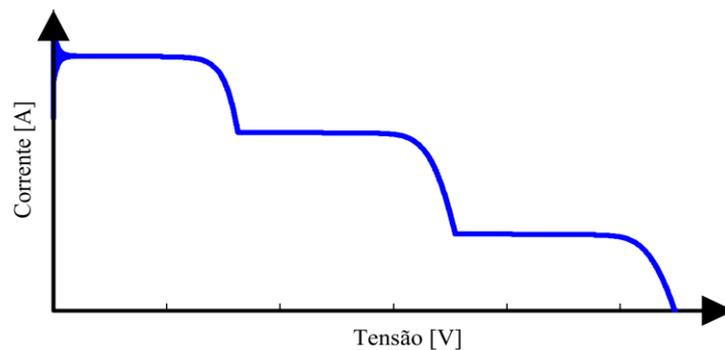
A Figura 2.15 demonstra um arranjo fotovoltaico com sombreamento parcial que pode apresentar três diferentes níveis de incidência solar, a Figura 2.16 mostra a curva característica da corrente em relação à tensão para esse comportamento distinto e a Figura 2.17 ilustra a ocorrência desses pontos ao apontar dois máximos locais e um global da potência em relação à tensão [12].

Figura 2.15 – Configuração de um arranjo fotovoltaico com sombreamento parcial.



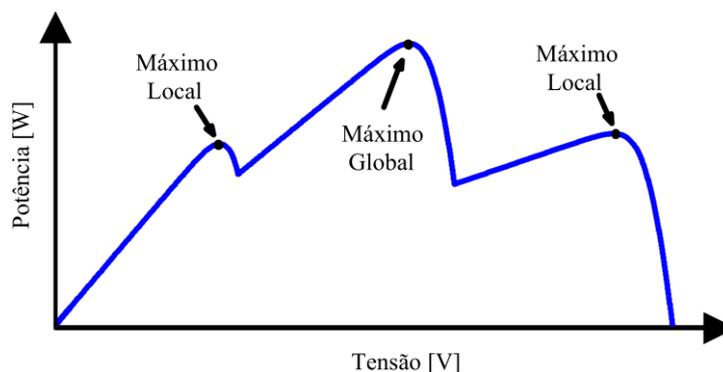
Fonte: Obtida em [12].

Figura 2.16 – Curva I x V do arranjo fotovoltaico sob efeito de sombreamento parcial.



Fonte: Obtida em [12].

Figura 2.17 – Curva P x V do arranjo fotovoltaico sobre condições de sombreamento parcial.



Fonte: Obtida em [12].

A característica da curva P x V da Figura 2.17 pode representar uma dificuldade para as estratégias de MPPT ao rastrear um ponto de máximo local, caso fiquem limitadas ao ponto de menor potência [12].

## 2.5 Distorção harmônica

Segundo [5], as distorções harmônicas são fenômenos que ocasionam deformações na forma de onda senoidal da tensão e corrente em relação à forma de onda da frequência fundamental. A Tabela 2.3 demonstra os limites para as distorções harmônicas totais, em porcentagem, em relação à tensão fundamental. Estes limites são estabelecidos como valores máximos desejáveis a serem constatados no sistema de distribuição de acordo com o Módulo 8 do PRO-DIST [5]. Já a Tabela 2.4 apresenta a terminologia dos indicadores da Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Limites das distorções harmônicas totais em relação à tensão fundamental.

Indicador	Tensão nominal		
	$V_n \leq 1,0 \text{ kV}$	$1,0 \text{ kV} < V_n < 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} \leq V_n < 230 \text{ kV}$
DTT95%	10,00%	8,00%	5,00%
DTTP95%	2,50%	2,00%	1,00%
DTTI95%	7,50%	6,00%	4,00%
DTT395%	6,50%	5,00%	3,00%

Fonte: Adaptada de [5].

Observa-se nos dados da Tabela 2.3 que quanto maior o nível de tensão, menor é a porcentagem permitida da distorção harmônica total em relação à tensão fundamental. Visto que o conversor, a ser conectado à rede, foi dimensionado para uma tensão de saída de 127 V,

o projeto deve obedecer aos valores limites de deformação da forma de onda para a tensão nominal ( $V_n$ ) igual ou menor a 1 kV.

Tabela 2.4 – Terminologia dos indicadores da Tabela 2.3.

Identificação da Grandeza	Símbolo
Distorção harmônica total de tensão	DTT%
Distorção harmônica total de tensão para as componentes pares não múltiplas de 3	DTTP%
Distorção harmônica total de tensão para as componentes ímpares não múltiplas de 3	DTTi%
Distorção harmônica total de tensão para as componentes múltiplas de 3	DTT3%
Valor do indicador DTT% que foi superado em apenas 5 % das 1008 leituras válidas	DTT95%
Valor do indicador DTTP% que foi superado em apenas 5 % das 1008 leituras válidas	DTTp95%
Valor do indicador DTTi% que foi superado em apenas 5 % das 1008 leituras válidas	DTTi95%
Valor do indicador DTT3% que foi superado em apenas 5 % das 1008 leituras válidas	DTT395%

Fonte: Adaptada de [5].

Em relação à corrente para a potência nominal do inversor, a ABNT NBR 16149 estabelece que a distorção harmônica total deve ser inferior a 5 % em relação à corrente na frequência fundamental [4]. Os limites das harmônicas individuais são apresentados na Tabela 2.5 [4]. Além disso, a injeção do nível CC na rede elétrica não pode ser superior a 0,5 % da corrente nominal do inversor [4].

Tabela 2.5 – Limite de distorção harmônica de corrente.

	Harmônicas	Limite de distorção
Ímpares	3° a 9°	< 4,0 %
	11° a 15°	< 2,0 %
	17° a 21°	< 1,5 %
	23° a 33°	< 0,6 %
Pares	2° a 8°	< 1,0 %
	10° a 32°	< 0,5 %

Fonte: Adaptada de [4].

## 2.6 Conversores utilizados em sistemas fotovoltaicos

Os conversores apresentados nesta seção estão divididos em conversores CC-CC e CC-CA, sendo que o primeiro normalmente é empregado para adequar os níveis de tensão dos painéis fotovoltaicos e rastrear o ponto de máxima potência, enquanto o segundo é empregado na inversão da tensão CC para conexão com a rede elétrica CA. A Tabela 2.6 mostra uma comparação entre as principais vantagens e desvantagens dos conversores para sistemas fotovoltaicos.

Tabela 2.6 – Comparação entre os conversores convencionais para sistemas fotovoltaicos.

Conversor	Vantagens	Desvantagens
<i>Buck</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Permite realizar o MPPT;</li> <li>▪ Alta eficiência;</li> <li>▪ Simplicidade na implementação;</li> <li>▪ Baixo custo.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Ruído devido à comutação;</li> <li>▪ Não compartilha a referência entre a fonte, carga e chave ao mesmo tempo.</li> <li>▪ Relativa dificuldade de controle da saída.</li> </ul>
<i>Boost</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Permite realizar o MPPT;</li> <li>▪ Simplicidade na implementação;</li> <li>▪ Boa eficiência;</li> <li>▪ Fácil projeto e controle;</li> <li>▪ Baixo custo;</li> <li>▪ Presença de filtro intrínseco.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Não permite isolamento entre a entrada e saída;</li> <li>▪ Interferência eletromagnética;</li> <li>▪ Distorção da corrente de entrada;</li> <li>▪ Restrito a uma faixa de potência.</li> </ul>
<i>Half-bridge</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Simplicidade na implementação;</li> <li>▪ Boa eficiência;</li> <li>▪ Custo relativamente baixo;</li> <li>▪ Possui apenas duas chaves estáticas conectadas em paralelo com diodos para comutação, formando um braço.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Indutância do filtro de saída superior a do <i>full-bridge</i>;</li> <li>▪ Tensão máxima de saída é a metade da tensão obtida no <i>full-bridge</i> para o mesmo barramento CC;</li> <li>▪ Permite apenas a modulação em dois níveis para a comutação.</li> </ul>
<i>Full-bridge</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Alta eficiência;</li> <li>▪ Tensão de saída é o dobro da tensão obtida no <i>half-bridge</i> para o mesmo barramento CC</li> <li>▪ Para a comutação, permite a modulação em dois e três níveis.</li> <li>▪ Indutância do filtro de saída menor comparada a do <i>half-bridge</i>.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Implementação mais complexa comparada ao <i>half-bridge</i>;</li> <li>▪ Custo relativamente mais alto que o <i>half-bridge</i>;</li> <li>▪ Possui quatro chaves estáticas conectadas em paralelo com diodos para comutação, formando dois braços.</li> </ul>

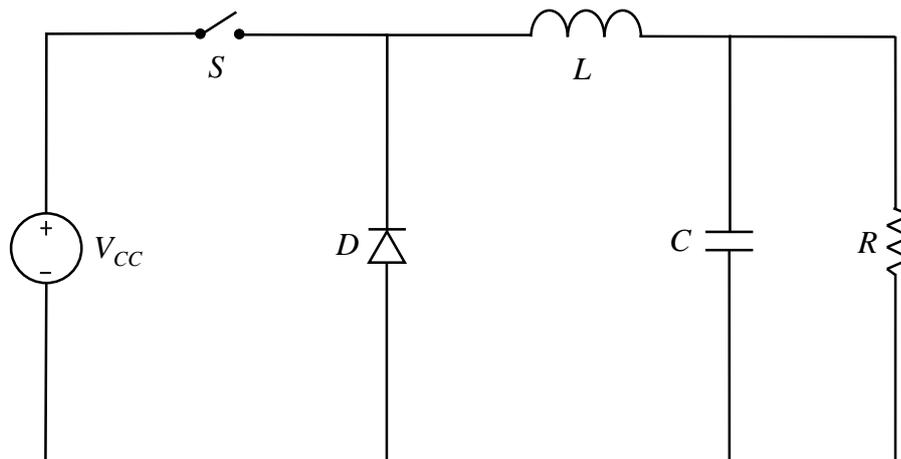
De acordo com os objetivos do trabalho e com as informações apresentadas na Tabela 2.6, escolheu-se o conversor *boost* para o estágio CC-CC, a fim de adequar os níveis de tensão do barramento CC e rastrear o ponto de máxima potência e o conversor *half-bridge* para o estágio CC-CA, por apresentar simplicidade na implementação e custo relativamente baixo quando comparado ao *full-bridge*.

### 2.6.1 Conversor CC-CC *Buck*

O conversor *buck*, ou também conhecido como conversor abaixador, tem como função diminuir a tensão de uma fonte CC, com intuito de atender cargas com tensões menores que esta. Este conversor é composto por uma chave estática, diodo, indutor, capacitor e resistor de saída, além da fonte de alimentação, conforme pode ser observado na Figura 2.18.

O funcionamento do conversor *buck* consiste em duas etapas, sendo que na primeira etapa, a chave  $S$  é fechada e o diodo é bloqueado, fazendo com que a corrente circule diretamente do indutor para o capacitor, que por sua vez está em paralelo com a carga, produzindo uma tensão. Para o período em que a chave está aberta, segunda etapa, não há transferência de energia da fonte para a carga, visto que a energia armazenada no indutor anteriormente faz circular uma corrente, que é direcionada à carga [18].

Figura 2.18 – Conversor CC-CC *buck*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 2.6.2 Conversor CC-CC *Boost*

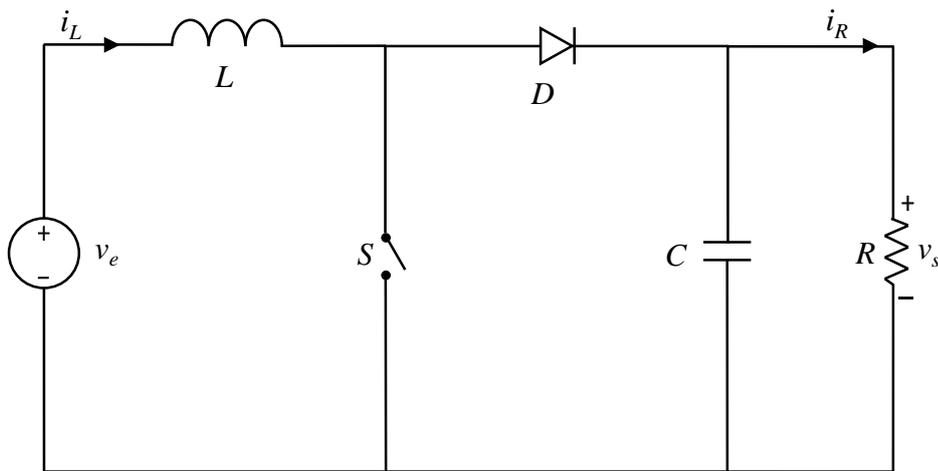
O conversor CC-CC *boost*, ou também chamado de conversor elevador, é utilizado quando se deseja elevar a tensão gerada ou a tensão de alimentação a ser aplicada a uma carga

em corrente contínua (CC) [18]. Este conversor pode ser usado para aumentar a baixa tensão gerada pelos painéis fotovoltaicos, a fim de atender às cargas em corrente contínua que necessitam de tensões elevadas. Além disso, também é um conversor destinado a realizar o rastreamento de máxima potência dos painéis solares.

O circuito da Figura 2.19 mostra os elementos que constituem o conversor *boost*, como a fonte de tensão, indutor, capacitor, diodo, chave estática de acionamento e resistor de carga.

O funcionamento do conversor *boost* está diretamente relacionado ao acionamento da chave  $S$ . Quando a chave é ligada, o diodo é bloqueado, pois está reversamente polarizado ( $v_s > v_e$ ), e a tensão de entrada é aplicada ao indutor ( $v_L = v_e$ ), armazenando energia no mesmo. Neste momento, a carga é alimentada somente pelo capacitor  $C$ . No entanto, ao desligar a chave, a corrente  $i_L$  do indutor é conduzida pelo diodo e a energia armazenada é transferida à saída e, dessa forma, carrega o capacitor e alimenta a carga [18].

Figura 2.19 – Conversor CC-CC *boost*.

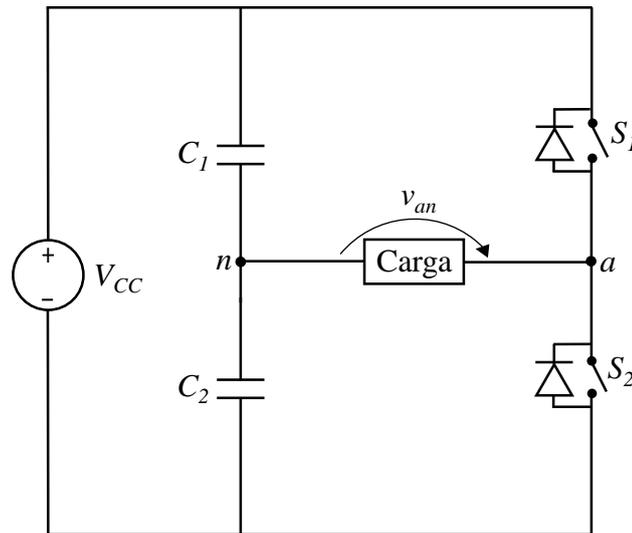


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 2.6.3 Conversor CC-CA *Half-Bridge*

Este conversor, também chamado de meia-ponte, é utilizado para inverter a tensão de entrada para fornecer energia elétrica às cargas em CA. Seu circuito é formado por duas chaves estáticas ( $S_1$  e  $S_2$ ), dois capacitores ( $C_1$  e  $C_2$ ), carga e fonte de alimentação CC ( $V_{CC}$ ), como apresentado na Figura 2.20. Sua operação é realizada em duas etapas: na primeira etapa (semiciclo positivo), a chave  $S_1$  é ativada e  $S_2$  permanece desligada, e a tensão aplicada nos terminais da carga é  $V_{CC}/2$ . Enquanto na segunda etapa (semiciclo negativo), a chave  $S_1$  é desligada e  $S_2$  é ativada, aplicando a tensão  $-V_{CC}/2$  à carga [18].

Figura 2.20 – Conversor *half-bridge*.



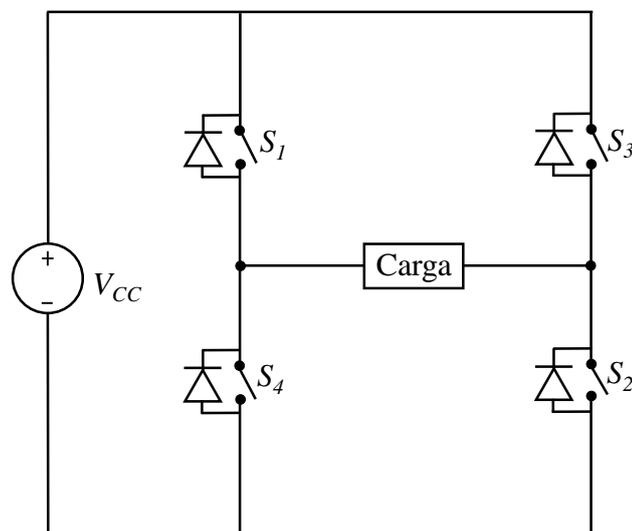
Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 2.6.4 Conversor CC-CA Full-Bridge

O conversor CC-CA ou inversor *full-bridge*, também chamado de ponte-completa, tem como função transformar ou inverter a tensão ou corrente contínua (CC ou DC), gerada pelo painel solar, em tensão ou corrente alternada (CA ou AC). No entanto, a tensão do barramento CC a ser convertida deve ser superior à tensão de pico de saída aplicada [19].

A Figura 2.21 ilustra o circuito do inversor *full-bridge* com seus componentes: fonte CC, 4 chaves estáticas de acionamento e carga.

Figura 2.21. Conversor CC-CA *full-bridge*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O circuito da Figura 2.21 opera em 2 etapas. Na primeira etapa, as chaves  $S_1$  e  $S_2$  são acionadas e a tensão de entrada é aplicada à carga. Na segunda etapa, as chaves  $S_3$  e  $S_4$  que são ligadas e a tensão aplicada à carga é invertida, ou seja, torna-se negativa [19].

## 2.7 Estratégias de MPPT e de controle

### 2.7.1 Estratégias de MPPT

Como a potência gerada por sistemas fotovoltaicos está diretamente relacionada com as condições de radiação de solar e temperatura, são utilizadas técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência para extrair a máxima potência dos arranjos fotovoltaicos, a fim de sempre garantir total aproveitamento do sistema. Com isso, muitas estratégias de MPPT têm sido aplicadas por diversas bibliografias [12], [13], [21]-[23].

#### 2.7.1.1 Tensão Constante

Este método monitora a tensão gerada pelo arranjo fotovoltaico, fazendo com que a tensão no ponto de máxima potência ( $V_{mpp}$ ) esteja na faixa de 70 a 80 % da tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ) [21].

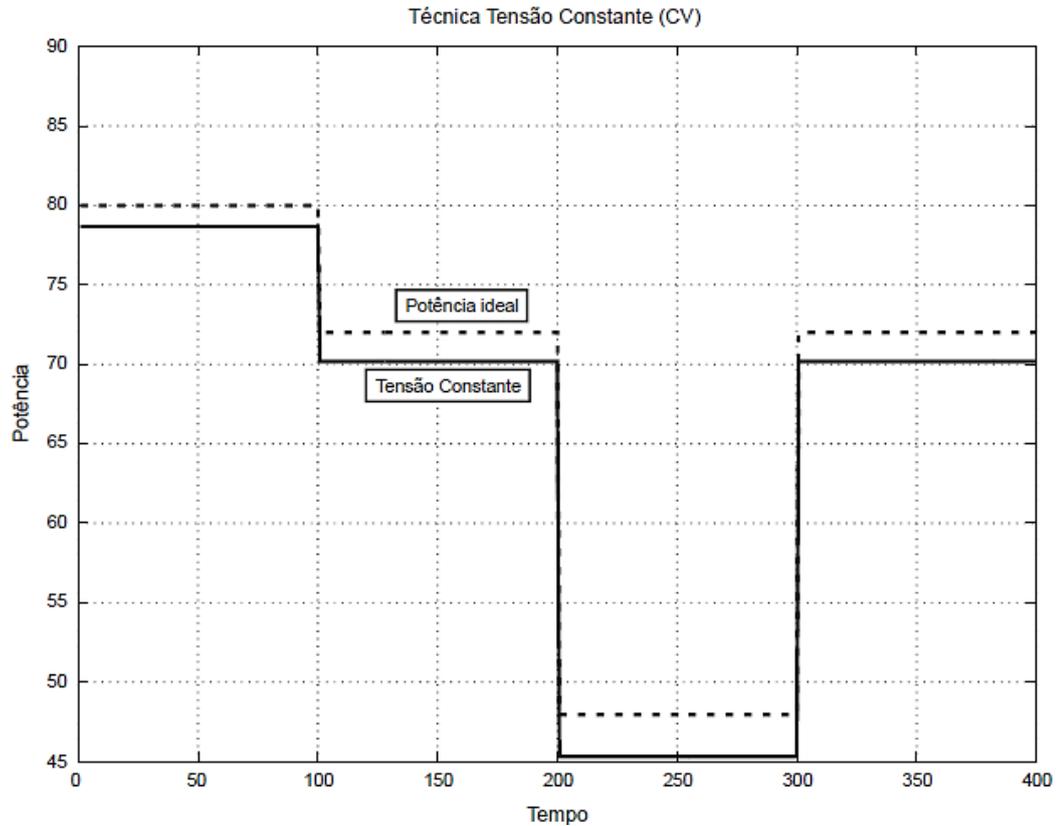
Esta técnica de MPPT opera por meio de um sensor para a tensão produzida pelo arranjo de painéis fotovoltaicos, que amostra o valor da tensão de circuito aberto ao iniciar o sistema a vazio, ou seja, desconsiderando o conversor, ou seguindo o manual do mesmo [22].

Dessa forma, as vantagens desta estratégia de rastreamento estão na simples implementação e no uso de apenas um sensor de tensão, o que proporciona uma redução do seu custo [12].

Porém, considerando que a variação da radiação solar durante o dia altera muito pouco a tensão nos terminais de um painel, este método apresenta desvantagens relacionadas ao seu rendimento na ocorrência de mudanças significativas de temperatura e sombreamento parcial [12], [13].

A Figura 2.22 mostra a simulação de um painel fotovoltaico, na qual independente da incidência de radiação solar, sua potência obtida apresenta erro em regime permanente devido à relação de  $V_{mpp}$  e  $V_{oc}$  não ser constante e ter um valor estipulado de 0,76, conforme os procedimentos deste método [12].

Figura 2.22 – Simulação da técnica de Tensão Constante para variação de radiação solar.



Fonte: Obtida em [13].

### 2.7.1.2 Condutância incremental (IncCond)

É a técnica de rastreamento que consiste no valor nulo no ponto de máxima potência (MPP), conforme a equação (2.3), da inclinação da curva de potência em função da tensão, positivo à esquerda e negativo à direita em relação a este mesmo ponto do arranjo de painéis fotovoltaicos [12], [13], [23].

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (2.3)$$

Que também pode ser escrita conforme a equação (2.4):

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (2.4)$$

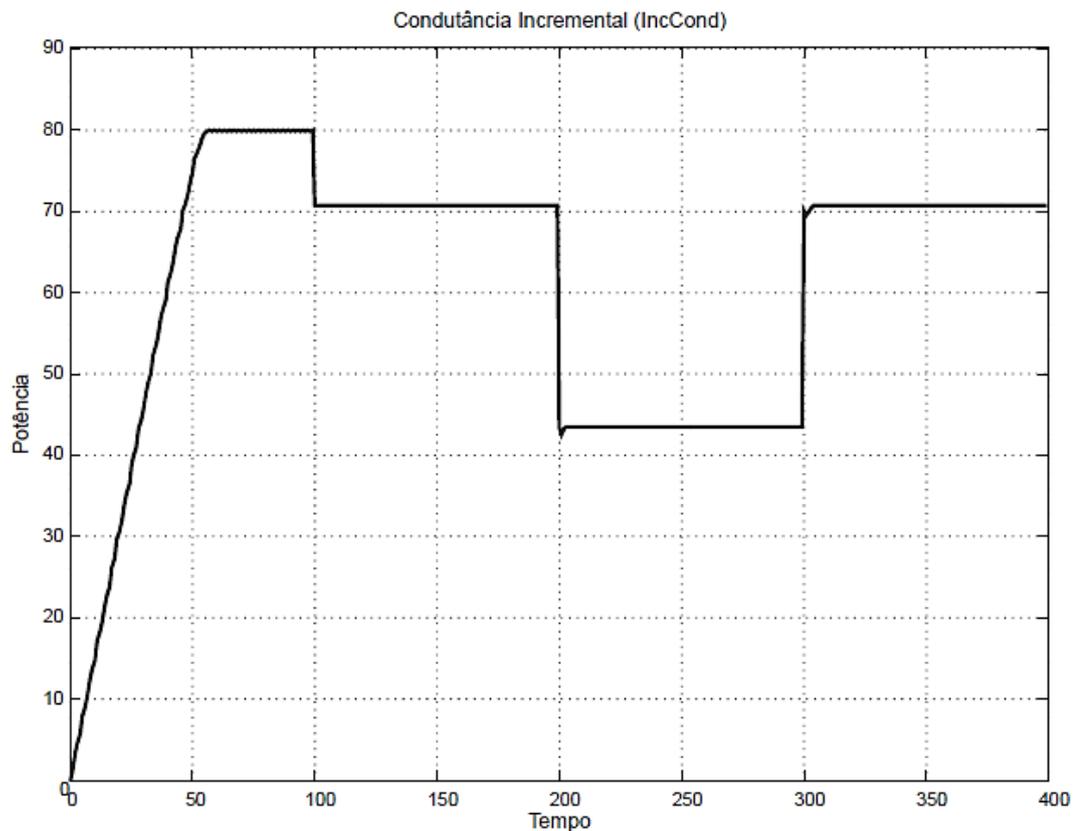


O método de condutância incremental requer dois sensores, um de corrente e outro de tensão e pode ser aplicado com alterações, com adição de controlador proporcional-integral (PI) e/ou através de passo variável para otimização de sua ação [12]. No entanto, este pode gerar incertezas na obtenção exata do MPP, sendo admissível uma pequena margem de erro nos algoritmos utilizados na prática [12].

A Figura 2.24 mostra a simulação do algoritmo desta estratégia de rastreamento para temperatura constante de 25 °C e alteração de radiação solar [13].

Este método tem como vantagens sua aplicação digital ou analógica, bom fator de rastreamento e uma vez atingido o MPP, são cessadas as perturbações até que se constate alguma mudança na corrente do arranjo [12], [13]. Já as suas principais desvantagens surgem do cálculo das derivadas de potência, o que pode tornar a implementação do algoritmo mais complexa [12].

Figura 2.24 – Simulação da técnica de Condutância Incremental.



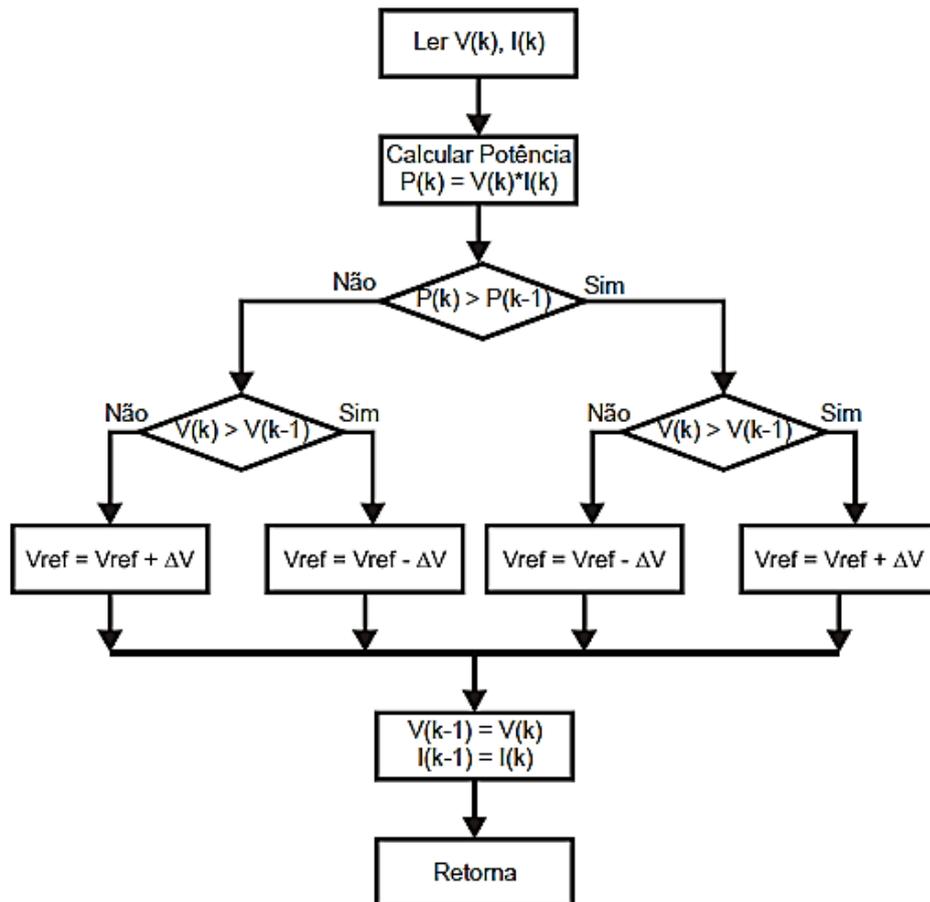
Fonte: Obtida em [13].

### 2.7.1.3 Técnica Perturbação e Observação (P&O)

Uma das estratégias de MPPT muito utilizada é a Perturbação e Observação (P&O), que busca alcançar o ponto de máxima potência do painel fotovoltaico observando as variações de potência e tensão, e opera incrementando ou decrementando o sinal de saída do algoritmo, que é a referência [12], [13], [23].

O Fluxograma do algoritmo deste método de MPPT está representado na Figura 2.25.

Figura 2.25 – Fluxograma da técnica Perturbação e Observação.



Fonte: Obtida em [13].

Ao iniciar o algoritmo, têm-se as leituras de corrente e tensão do painel e, posteriormente, o cálculo da potência. Em seguida, são observadas as variações de potência e tensão por meio da comparação dos valores atuais com os obtidos no passo anterior. Após isso, são monitorados os sinais das variações de potência e tensão. Conforme a alteração do valor de referência, que pode ser a razão cíclica, tensão ou corrente, se a potência do painel aumentar e a tensão

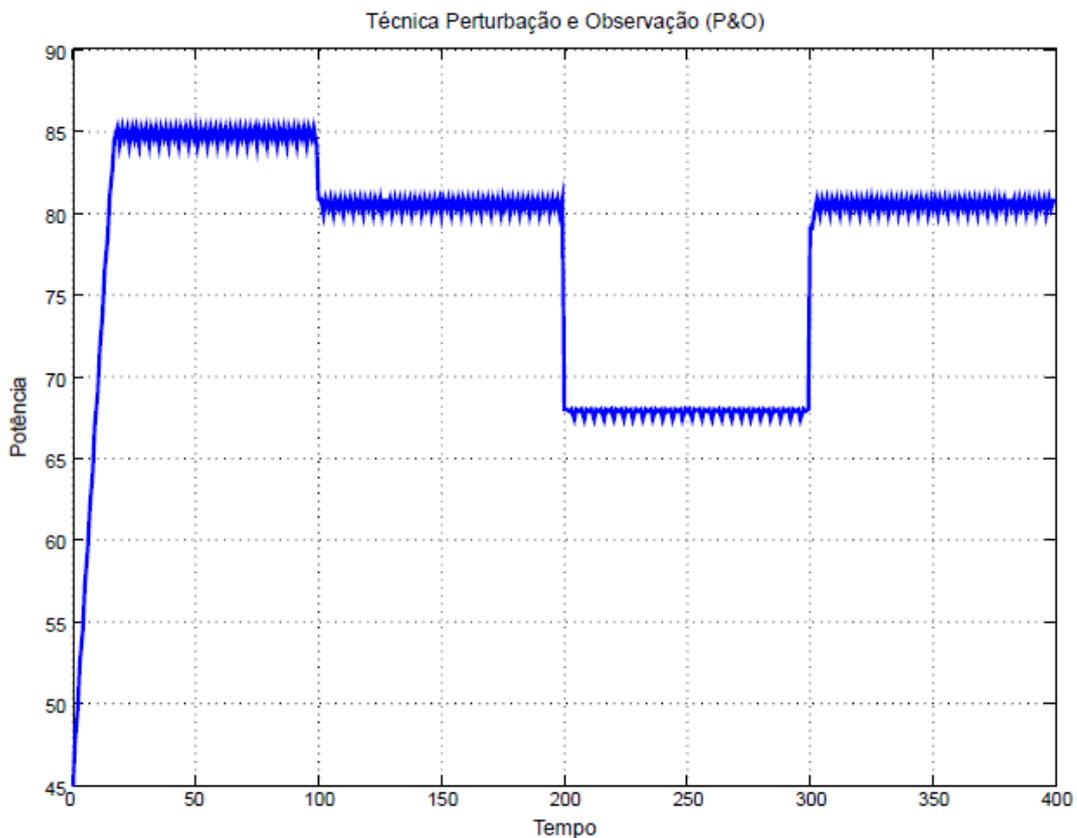
variado, o controle do algoritmo opera em busca do ponto de máxima potência nesse sentido, e caso aconteça o contrário, segue o sentido oposto [12], [23].

Portanto, o incremento ou decremento da referência deve sofrer ajustes a fim de atenuar as variações bruscas e melhorar a busca pelo ponto de máxima potência dos sistemas fotovoltaicos [12], [13], [23].

A simulação do algoritmo desta estratégia de MPPT para variação de incidência de radiação solar é mostrada na Figura 2.26 [13].

As vantagens desta técnica estão na sua fácil implementação, tendo como desvantagens o erro em regime permanente, resposta dinâmica lenta e operação fora do ponto de máxima potência na ocorrência de modificações bruscas de temperatura e radiação solar [13], [23].

Figura 2.26 – Simulação da técnica P&O para variação da radiação solar.



Fonte: Obtida em [13].

A Tabela 2.7 demonstra a comparação dos métodos de MPPT, considerando o desempenho, o nível de implementação e as variáveis medidas dos mesmos. Com isso, adotou-se a

estratégia Perturbação e Observação (P&O), por apresentar simples implementação em relação ao método de Condutância Incremental e melhor eficiência no rastreamento do ponto de máxima potência comparada à técnica de Tensão Constante.

Tabela 2.7 – Comparação dos métodos de MPPT.

Topologia	Vantagens	Desvantagens
Tensão Constante	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Simples implementação;</li> <li>▪ Requer apenas um sensor de tensão (para medir a tensão gerada).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Resposta dinâmica relativamente lenta;</li> <li>▪ Erro elevado em regime permanente;</li> <li>▪ Operação fora do ponto de máxima potência na ocorrência de mudanças significativas de temperatura e sombreamento parcial.</li> </ul>
Perturbação e Observação	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Simples implementação;</li> <li>▪ Bom fator de rastreamento comparada ao método de Tensão Constante.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Erro em regime permanente;</li> <li>▪ Resposta dinâmica lenta;</li> <li>▪ Operação fora do ponto de máxima potência para variações bruscas de radiação solar e temperatura;</li> <li>▪ Requer dois sensores (um para medir a corrente e o outro a tensão).</li> </ul>
Condutância Incremental	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Possui fator de rastreamento mais eficiente em relação às outras topologias;</li> <li>▪ Aplicação analógica ou digital;</li> <li>▪ Baixo erro em regime permanente.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Implementação complexa;</li> <li>▪ Requer dois sensores (um para medir a corrente e o outro a tensão).</li> </ul>

Fonte: Elaborada pelo autor a partir de [12], [13], [23].

## 2.7.2 Estratégias de Controle

### 2.7.2.1 Controlador PI

O uso do controlador Proporcional-Integral (PI) é muito comum em barramentos CC dos conversores [24]. Tem por característica reduzir o erro de regime permanente a zero de um

sistema para uma referência contínua, pois o seu ganho tende ao infinito para frequência nula [25], [26]. No entanto, ele apresenta erro para referência senoidal, e esse erro pode aumentar com a frequência desse sinal [26].

A equação (2.5) representa o controlador PI no domínio da frequência [25].

$$C_{PI}(s) = K_p \frac{(s + z_I)}{s} \quad (2.5)$$

onde  $K_p$  é o ganho proporcional,  $1/s$  o ganho integral e  $z_I$  é o zero do controlador PI.

O ganho proporcional tem a função de garantir uma resposta transitória adequada e varia proporcionalmente com o sinal de erro, porém para operação apropriada em regime permanente, há a necessidade da utilização da parcela integral ( $1/s$ ), a fim de minimizar ou até mesmo anular os erros, pois é impossível não levar o sistema à instabilidade aumentando o ganho de modo indefinido, com o objetivo de reduzir o erro [27]. O zero  $z_I$  busca compensar a desestabilidade gerada pelo polo na origem do sistema [27].

Segundo [28], os controladores PI podem ser ajustados de acordo com os parâmetros no domínio do tempo, como o sobressinal, o tempo de acomodação, o tempo de pico e de subida.

### 2.7.2.2 Controlador PID

Como já foi mencionado anteriormente, o ganho proporcional tende a estabilizar o comportamento transitório do controlador PI de forma limitada, enquanto o integral reduz ou anula o erro em regime permanente. Para solucionar efetivamente o efeito da instabilidade durante o regime transitório desse controlador, deve-se implementar a compensação derivativa, que consiste em inserir um zero no sistema, conforme expressa a equação (2.6) [25].

$$C_D(s) = K_d s \quad (2.6)$$

Desta forma, pode-se, simultaneamente, melhorar a resposta transitória e o erro em regime permanente, combinando as compensações proporcional, integral e derivativa, conforme mostra a equação (2.7), que é a forma de representação implementável da função de transferência do controlador PID [29].

$$C_{PID}(s) = K_p \frac{(s + z_I) \cdot (s + z_D)}{s \cdot (s + p_D)} \quad (2.7)$$

onde  $z_D$  é um zero e  $p_D$  é um polo do controlador PID.

Assim, este compensador possui um ganho proporcional  $K_p$ , um polo localizado na origem, um zero situado em  $-z_I$  e um zero disposto em  $-z_D$ , sendo este usado para tornar possível a execução da função de transferência, evitando que a ordem do denominador seja maior que a do numerador.

### 2.7.2.3 Controlador PRD

Para a obtenção da função de transferência do controlador Proporcional-Ressonante-Derivativo implementável é feita a substituição da parte integral por uma parcela ressonante, conforme está demonstrado na equação (2.8) [29].

$$C_{PRD}(s) = K_2 \frac{(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n) \cdot (s + z_D)}{(s^2 + P_R^2) \cdot (s + p_D)} \quad (2.8)$$

Onde:

- $\zeta$  é o coeficiente de amortecimento dos zeros;
- $\omega_n$  a frequência natural dos zeros;
- $P_R$  são os polos ressonantes;
- $z_D$  é o zero e  $p_D$  é o polo da parte derivativa;
- $K_2$  é o ganho do compensador.

Segundo [27], para a componente fundamental, há uma faixa de frequência ao redor da frequência angular que possibilita um elevado ganho finito do compensador devido a sua largura de banda, que atenua a sensibilidade das oscilações desta frequência, reduzindo o erro em regime permanente.

A Tabela 2.8 apresenta a comparação entre os controladores, levando em conta a aplicação, o tipo de variável a ser controlada e o erro nulo em regime permanente. Como o objetivo é controlar as tensões nos capacitores do barramento CC e a corrente de saída do inversor,

considerando que a dinâmica dos capacitores é lenta, preferiu-se empregar o controlador PI para as tensões e o PRD para a corrente de saída, já que é uma referência senoidal.

Tabela 2.8 – Comparação entre os controladores.

Controlador	Descrição
PI	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Apresenta erro nulo em regime permanente para sinais de referências constantes;</li> <li>▪ Normalmente é utilizado para o controle da tensão do barramento CC de conversores.</li> </ul>
PID	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Além de apresentar erro nulo em regime permanente, melhora a resposta transitória dos sinais de referências constantes.</li> <li>▪ Assim como o PI, é utilizado para o controle da tensão do barramento CC de conversores.</li> </ul>
PRD	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Apresenta erro nulo em regime permanente para sinais de referências senoidais;</li> <li>▪ Normalmente é utilizado para o controle de tensão e/ou corrente de saída dos inversores.</li> </ul>

Fonte: Elaborada pelo autor.

## 2.8 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos, componentes e topologias de sistemas fotovoltaicos, como as curvas características das células, os módulos e arranjos fotovoltaicos, bem como os conversores e as estratégias de MPPT e controle utilizados nestes sistemas.

Portanto, levando em consideração a aplicação, simplicidade na implementação e demais vantagens, para a execução da proposta do trabalho, optou-se pela utilização do conversor *boost* para o estágio CC-CC e o do conversor *half-bridge* para o estágio CC-CA. Além de definir o Perturbação & Observação como método de rastreamento do ponto de máxima potência e o PI e o PRD como controladores.

### 3 TOPOLOGIA E ESTRATÉGIAS DE MPPT E CONTROLE

Este capítulo apresenta o modelo do módulo solar fotovoltaico utilizado e descreve o princípio de funcionamento da topologia de conversor empregada, os procedimentos para obtenção das funções de transferência dos modelos dinâmicos e o projeto dos compensadores do sistema de controle proposto. Além disso, demonstra como foi realizado o rastreamento do ponto de máxima potência dos arranjos fotovoltaicos através da estratégia P&O.

#### 3.1 Modelo do painel solar fotovoltaico

As simulações do sistema fotovoltaico projetado foram realizadas utilizando o painel fotovoltaico modelo KD245GH-4FB, da Kyocera, cujas especificações apresentadas na Tabela 3.1 são as condições de teste padrão para irradiância de  $1000 \text{ W/m}^2$  e temperatura de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Tabela 3.1 – Especificações do painel fotovoltaico modelo KD245GH-4FB.

Simbologia	Parâmetro	Valor
$N_s$	Número de células	60
$MP$	Máxima potência	245 W
$V_{mp}$	Tensão de máxima potência	29.8 V
$I_{mp}$	Corrente de máxima potência	8.23 A
$V_{oc}$	Tensão de circuito aberto	36.9 V
$I_{sc}$	Corrente de curto-circuito	8.91 A
$n$	Eficiência	14.8 %

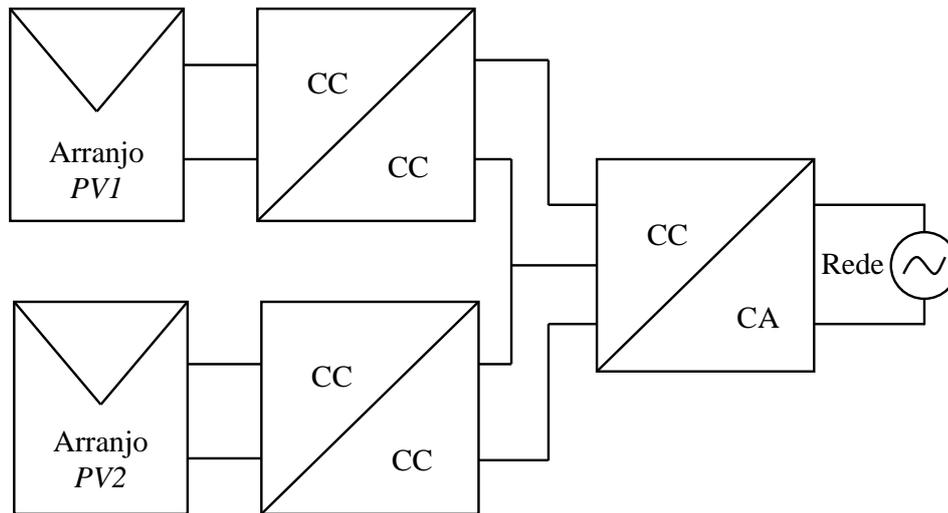
Fonte: Elaborada pelo autor por meio de [30].

#### 3.2 Princípio de operação da topologia

Esta seção será dividida em duas subseções, apresentadas a seguir, pois a topologia empregada neste trabalho é composta por dois estágios de operação, como ilustra a Figura 3.1. O primeiro estágio CC-CC tem como função aplicar um ganho à tensão gerada pelos arranjos

fotovoltaicos para o fornecimento do nível adequado de tensão aos barramentos CC. Já o segundo estágio CC-CA é destinado à inversão da tensão dos barramentos, a fim de atender às cargas em CA e/ou realizar a conexão com o sistema elétrico.

Figura 3.1 – Topologia do sistema fotovoltaico empregado.



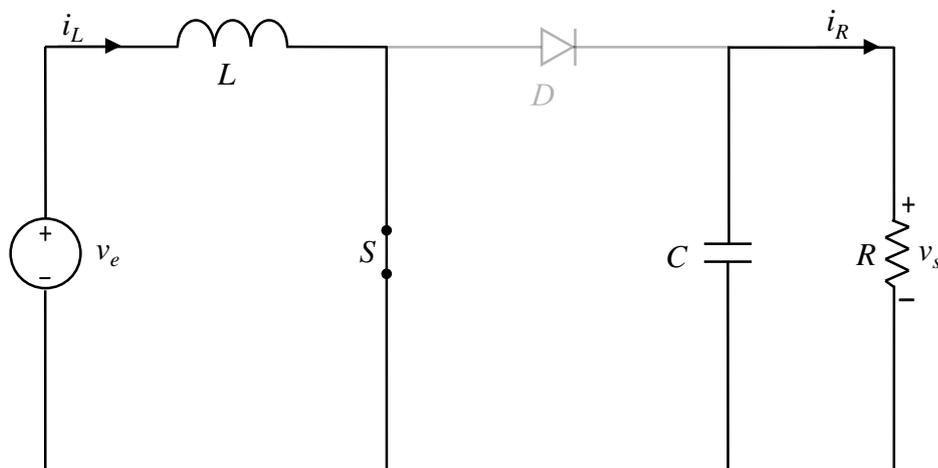
Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.1 Operação do estágio CC-CC

O estágio CC-CC é formado por dois conversores *boost*, que, por sua vez, é mostrado na Figura 2.17 da seção 2.6.2.

Como já foi mencionado na seção 2.6.2, o conversor *boost* opera basicamente em duas etapas no modo de condução contínua. A primeira etapa é apresentada na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Primeira etapa de funcionamento do conversor *boost*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na primeira etapa, a chave ( $S$ ) é ativada, o diodo ( $D$ ) está bloqueado e a tensão no indutor ( $L$ ) é a mesma da entrada ( $v_e$ ), conforme mostra a equação (3.1). Enquanto isso, a carga é energizada pela descarga do capacitor ( $C$ ).

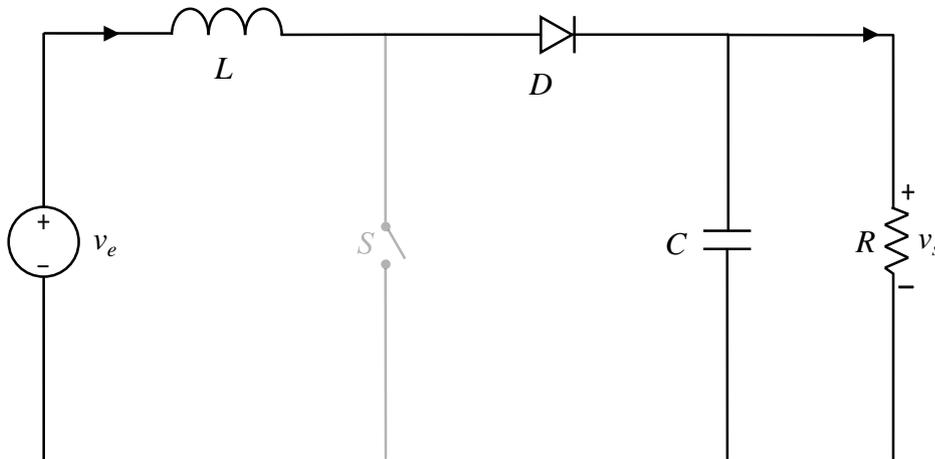
$$v_e = v_L \quad (3.1)$$

Que pode ser reescrita como:

$$v_e = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.2)$$

Para a segunda etapa, a chave ( $S$ ) é desligada, o diodo ( $D$ ) entra em condução e a energia armazenada no indutor, durante a primeira etapa, é transferida diretamente para a carga, como pode ser observado na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Segunda etapa de funcionamento do conversor *boost*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Aplicando a Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) no circuito da Figura 3.3, tem-se a equação (3.3), na qual a tensão de entrada  $v_e$  é igual à tensão do indutor  $v_L$  somada com a tensão de saída  $v_s$ .

$$v_e = L \frac{di_L}{dt} + v_s \quad (3.3)$$

A Tabela 3.2 apresenta as especificações dos parâmetros que foram utilizados no dimensionamento de cada conversor *boost*. A tensão de entrada, produzida pelos dois módulos ligados em série, é de aproximadamente 60 V.

Tabela 3.2 – Especificações dos parâmetros para o dimensionamento do conversor *boost*.

Simbologia	Parâmetro	Valor
$v_e$	Tensão nominal de entrada	60 V
$v_s$	Tensão nominal de saída	220 V
$P_s$	Potência nominal de saída	490 W
$\Delta I_{Lmax}$	Ondulação de corrente no indutor	5 %
$\Delta V_{CCmax}$	Ondulação de tensão no capacitor	1 %
$f_s$	Frequência de comutação	40 kHz

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para este conversor, o ganho estático e os valores de indutor e capacitor podem ser obtidos através da equação (3.4), equação (3.5) e equação (3.6), respectivamente [18].

$$G_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{1 - D_{RC}} = 3,70 \quad (3.4)$$

$$C = \frac{i_R \cdot D_{RC}}{\Delta V_C \cdot f_s} = 18,45 \text{ uF} \quad (3.5)$$

$$L = \frac{v_e \cdot D_{RC}}{\Delta I_L \cdot f_s} = 2,64 \text{ mH} \quad (3.6)$$

Sendo  $D_{RC}$  a razão cíclica da chave estática que aciona o conversor,  $I_R$  é a corrente de saída,  $\Delta V_C$  é a variação de tensão no capacitor, que é mesma da saída  $\Delta V_S$ ,  $\Delta I_L$  é a variação de corrente no indutor e  $f_s$  é a frequência de comutação.

A razão cíclica está relacionada com o tempo de condução da chave ( $t_{on}$ ) é o período de comutação ( $T$ ), como demonstra a equação (3.7).

$$D_{RC} = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.7)$$

Isolando a razão cíclica na equação (3.4), pode-se obtê-la em função das tensões de entrada e saída, conforme apresenta a equação (3.8).

$$D_{RC} = \frac{v_s - v_e}{v_s} = 0,73 \quad (3.8)$$

A corrente de carga, ou de saída, é a relação entre a tensão e a potência na saída do conversor, e pode ser determinada por meio da equação (3.9).

$$i_R = \frac{P_s}{v_s} = 2,23 \text{ A} \quad (3.9)$$

A resistência de saída é encontrada através da equação (3.10), e a frequência  $f_s$  também é dada pela equação (3.11).

$$R = \frac{v_s^2}{P_s} = 98,77 \Omega \quad (3.10)$$

Onde  $P_s$  é potência dissipada pela resistência de carga.

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (3.11)$$

Já para  $\Delta V_C$  e  $\Delta I_L$  foram definidas as porcentagens de variação de tensão e corrente conforme mostrado na equação (3.12) e na equação (3.13).

$$\Delta V_C = 1\%. V_C = 0,1 \cdot 220 = 2,2 \text{ V} \quad (3.12)$$

$$\Delta I_L = 5\%. I_{Lmed} = 0,5 \cdot 8,22 = 0,41 \text{ A} \quad (3.13)$$

Onde  $I_{Lmed}$  é a corrente média que flui pelo indutor e pode ser calculada através da equação (3.14).

$$I_{Lmed} = \frac{v_s^2}{v_e \cdot R} = 8,22 \text{ A} \quad (3.14)$$

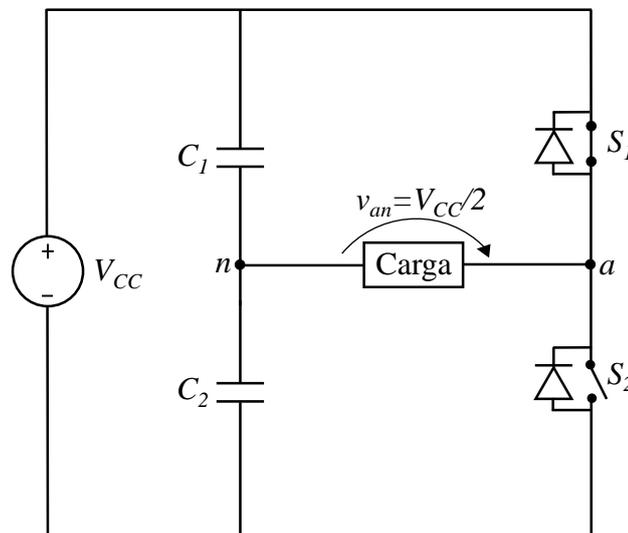
### 3.2.2 Operação do estágio CC-CA

Para realizar a inversão da forma de onda de tensão da saída dos dois conversores *boost*, foram adicionadas em paralelo com os seus capacitores duas chaves estáticas conectadas em série, o que consiste na formação de um conversor CC-CA *half-Bridge*.

O circuito deste conversor pode ser visualizado na Figura 2.18, e assim como o *boost*, possui duas etapas de funcionamento, para a primeira etapa (semiciclo positivo), a chave S1 é ativada e S2 é bloqueada, aplicando sobre a carga a tensão  $V_{CC}/2$ . Entretanto, para a segunda etapa (semiciclo negativo) a chave S1 é bloqueada e S2 é ativada, fornecendo à carga a tensão  $-V_{CC}/2$ .

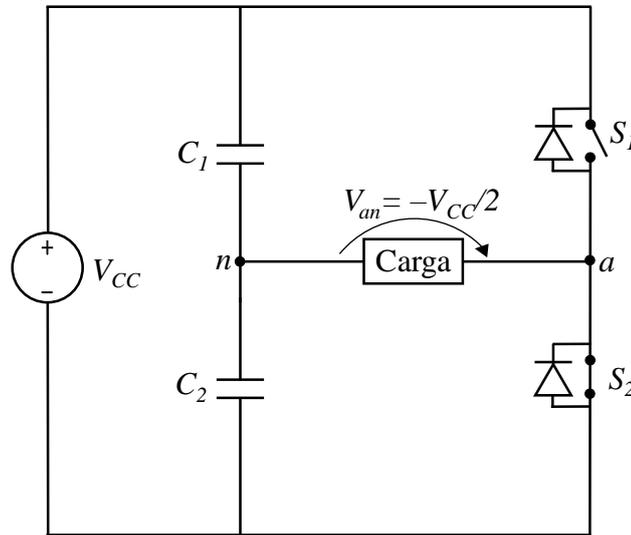
O acionamento e o bloqueio das chaves  $S_1$  e  $S_2$  referentes ao semiciclo positivo são mostrados na Figura 3.4, enquanto para o semiciclo negativo, isso pode ser observado na Figura 3.5.

Figura 3.4 – Primeira etapa de funcionamento do *half-bridge*.



Fonte: Elaborada pelo Autor.

Figura 3.5 – Segunda etapa de funcionamento do *half-bridge*.



Fonte: Elaborada pelo Autor.

Desta forma, projetou-se o conversor CC-CA de acordo com as especificações dos parâmetros da Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Especificações dos parâmetros para o projeto do inversor meia-ponte.

Simbologia	Parâmetro	Valor
$V_{CC}$	Tensão nominal do barramento CC	440 V
$V_{s,rms}$	Tensão eficaz nominal de saída	127 V
$P_s$	Potência nominal de saída	980 W
$\Delta I_{Lmax}$	Ondulação de corrente no indutor	5 %
$\Delta V_{CCmax}$	Ondulação de tensão no capacitor	5 %
$f_s$	Frequência de comutação	40 kHz

Fonte: Elaborada pelo autor.

O valor de cada capacitor do barramento CC, do inversor *half-Bridge*, pode ser determinado por meio da equação (3.15), enquanto o do indutor de saída é obtido através da equação (3.16).

$$C_{bus} = \frac{2 \cdot P_s}{V_P \cdot \omega \cdot (\Delta V_{CCmax}/2)} = 2,63 \text{ mF} \quad (3.15)$$

Onde:

- $P_s$  é a potência de saída, em W.
- $V_P$  é a tensão de pico, em V;
- $\omega$  é a frequência angular, em rad/s, e é igual a  $2\pi f$ . Sendo  $f$  a frequência da rede, em Hz.
- $\Delta V_{CCmax}$  é a ondulação da tensão no capacitor, em porcentagem.

$$L_S = \frac{V_{CC}}{4 \cdot \Delta I_{Lmax} \cdot f_s} = 5,04 \text{ mH} \quad (3.16)$$

Onde:

- $V_{CC}$  é a tensão do barramento CC, em V.
- $\Delta I_{Lmax}$  é a ondulação máxima de corrente no indutor, em porcentagem;
- $f_s$  é a frequência de comutação, em Hz .

Assim, os valores dos capacitores obtidos no projeto do conversor *boost* foram substituídos pelos capacitores determinados para o inversor meia-ponte, por terem valores superiores.

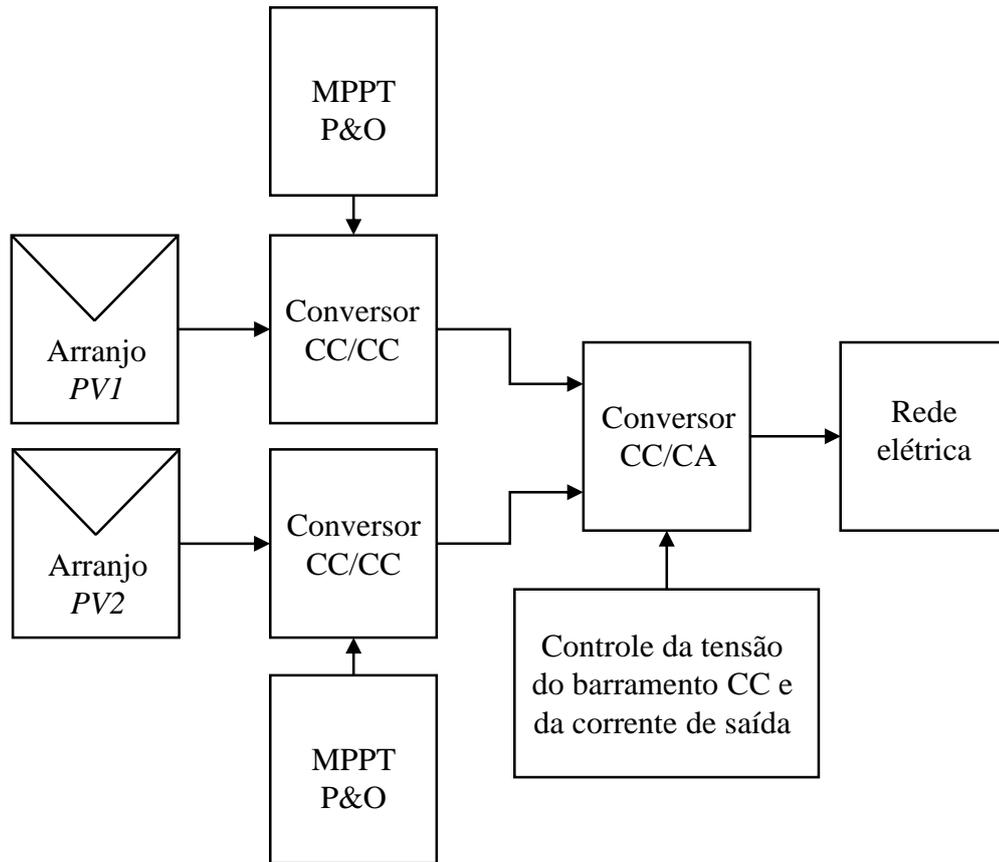
A modelagem matemática que origina as equações (3.15) e (3.16) é demonstrada em [31].

Caso a carga na saída do inversor for um resistor, o seu valor deve ser estabelecido também conforme a equação (3.10). Logo, o seu valor calculado foi de 16,46  $\Omega$ .

### 3.3 Topologia completa

A Figura 3.6 apresenta o diagrama de blocos do sistema fotovoltaico, projetado em malha fechada, com a geração fotovoltaica, os conversores CC-CC e CC-CA e os sistemas de controle e MPPT. Além disso, a conexão com a rede elétrica também é mostrada.

Figura 3.6 – Topologia completa do sistema fotovoltaico projetado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

De forma sucinta, o conversor CC-CC é responsável por elevar a tensão do arranjo fotovoltaico, que é baixa, enquanto que o conversor CC-CA inverte essa tensão, agora maior, a fim de prover energia à carga em CA e permitir a ligação do sistema com a rede. Isto é feito, pois a tensão do barramento CC do conversor tem de ser superior à tensão de pico de saída do inversor, para que este processo tenha eficácia.

O sistema de controle tem a função de manter a tensão do barramento CC e a corrente de saída do inversor em níveis adequados de acordo com o que foi dimensionado, com o objetivo de equilibrar o sistema na ocorrência de sombreamento dos painéis fotovoltaicos.

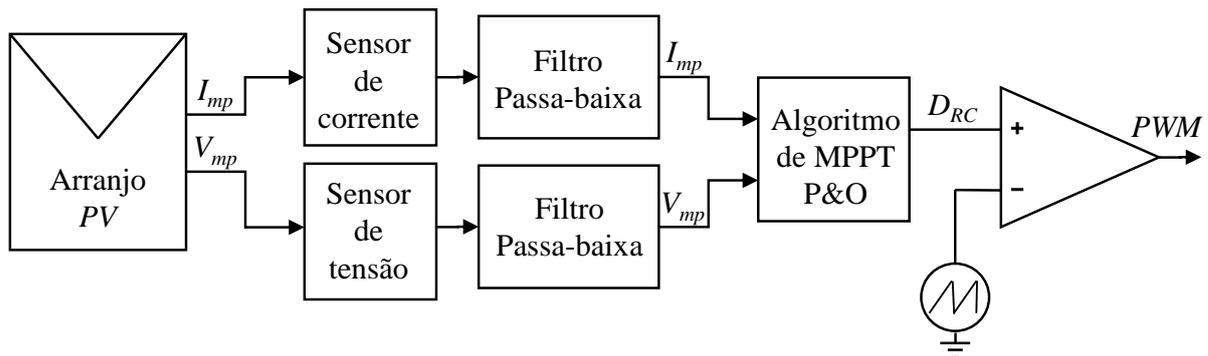
Já a estratégia de MPPT realiza, através de um algoritmo, o rastreamento do ponto de máxima potência disponível no arranjo fotovoltaico, conforme as condições climáticas de radiação solar e temperatura.

### 3.4 Estratégia de MPPT

Após escolher o método Perturbação e Observação (P&O) como estratégia de rastreamento do MPPT, implementou-se o seu algoritmo em linguagem C. Para isto, utilizou-se uma frequência de amostragem de 200 Hz, que deve ser superior às bandas passantes das malhas externas de tensão e inferior à frequência de comutação, e passo ( $\Delta D_{RC}$ ) da razão cíclica ( $D_{RC}$ ) igual 0,001.

Conforme mostra o diagrama de blocos da Figura 3.7, a tensão e a corrente dos módulos fotovoltaicos foram definidas como variáveis de entrada para o cálculo da potência e através da programação do algoritmo foi gerada como variável de saída a razão cíclica, que foi utilizada na comparação com uma forma de onda dente de serra para criar uma modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*), com o objetivo de realizar a comutação da chave semicondutora estática do conversor *boost*.

Figura 3.7 – Diagrama da estratégia de MPPT simulada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Pode-se notar também na Figura 3.7, que foram empregados filtros passa-baixa de segunda ordem para as variáveis de entradas do bloco, a fim de filtrar as ondulações de alta frequência.

Os valores de tensão e corrente, do arranjo fotovoltaico, são medidos constantemente através de sensores de tensão e corrente, os quais estão ligados às entradas dos filtros passa-baixa de segunda ordem.

Assim, de forma instantânea, os sensores estão sempre detectando a tensão e a corrente, que passam pelos filtros e, finalmente, o algoritmo é processado em busca do rastreamento do ponto de máxima potência, principalmente, quando houver variações de radiação solar.

### 3.5 Estratégia de Controle

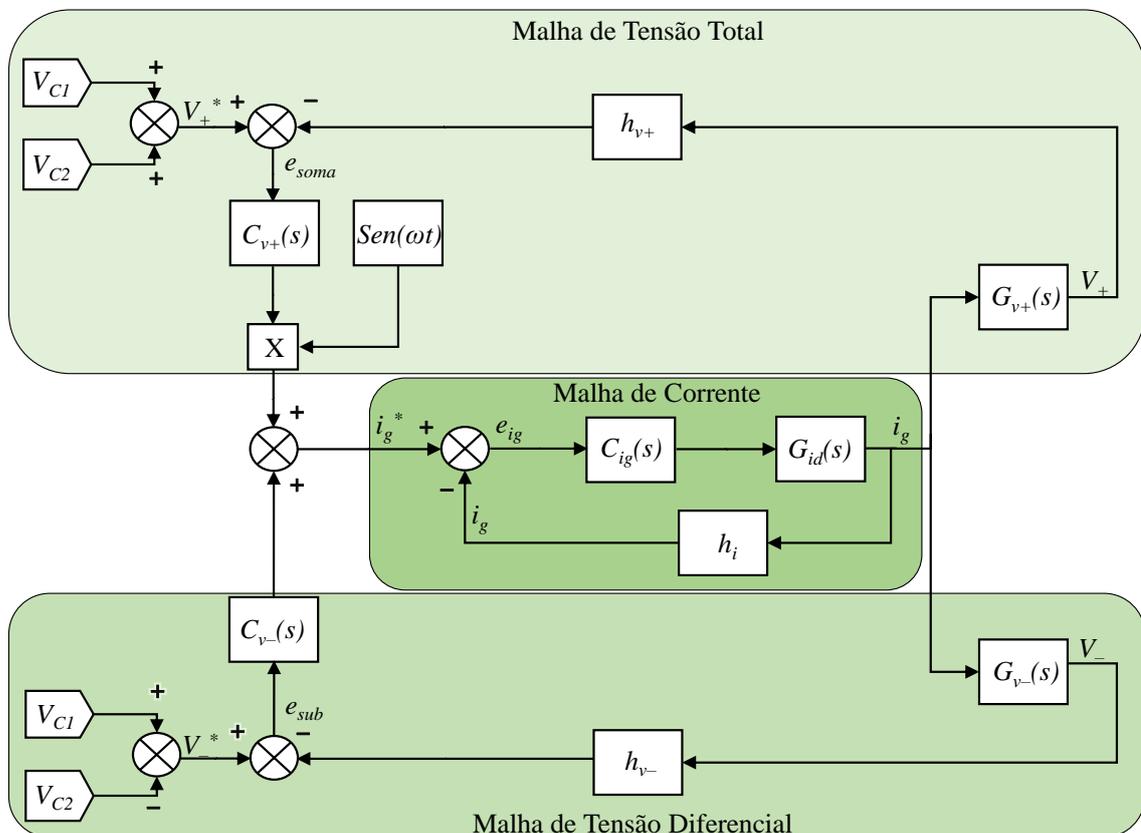
#### 3.5.1 Diagrama de blocos do controle

A topologia da Figura 3.1 deve realizar o processamento da potência gerada pelos arranjos fotovoltaicos visando garantir o fornecimento de energia elétrica às cargas em CA e a adequação da conexão com a rede elétrica. Para isto, o sistema de controle deve atender as seguintes especificações:

- Prover uma corrente de saída senoidal e em fase com a tensão da rede elétrica;
- Estabilizar a tensão total do barramento CC no valor projetado;
- Manter equilibradas as tensões nos capacitores que compõem o barramento CC.

Para obedecer a estas especificações, é apresentado, na Figura 3.8, o diagrama de blocos do sistema de controle proposto, que é formado por uma malha interna de corrente e duas malhas externas de tensão.

Figura 3.8 – Sistema de controle proposto.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A malha interna de corrente é utilizada no controle do acionamento das chaves estáticas de modo que a corrente de saída tenha a forma de onda senoidal conforme à rede. O compensador  $C_{ig}(s)$  possui uma frequência de cruzamento por zero de 4000 Hz, a fim de gerar a forma de onda senoidal da corrente de saída, e em caso de oscilações, deve apresentar uma rápida resposta transitória e erro nulo em regime permanente. O sinal de referência ( $i_g^*$ ) da malha interna de corrente depende do resultado da soma das malhas de tensão e a corrente de saída ( $i_g$ ) é obtida através do sensor de corrente ( $h_i$ ).

A regulação da tensão total é feita por meio de uma malha de tensão que tem como referência o valor da soma das tensões dos capacitores do barramento CC ( $V_+^* = V_{C1} + V_{C2}$ ). Considerando que as malhas externas de tensão possuem uma resposta mais lenta que a malha de corrente, o compensador  $C_{V_+}(s)$  deve garantir a operação da malha de tensão total para o valor desejado, tendo em vista que sua frequência de cruzamento por zero foi definida em uma década abaixo da frequência da rede, sendo igual a 6 Hz, e a tensão é medida pelo sensor de tensão ( $h_{V_+}$ ).

Já a outra malha de tensão tem como sinal de referência a subtração das tensões do barramento CC ( $V_-^* = V_{C1} - V_{C2}$ ) e busca manter a mesma tensão nos capacitores, assim, a tensão diferencial deve ter valor igual a zero. Para tornar constante o equilíbrio das tensões nos capacitores, mesmo que sejam conectadas a estas cargas diferentes, esta malha de tensão insere um nível CC na referência de corrente  $i_g^*$  [31]. A frequência de cruzamento por zero especificada desta malha é de 12 Hz, sendo o dobro de uma década abaixo da frequência fundamental, e a aquisição de tensão é realizada através do sensor de tensão ( $h_{V_-}$ ).

### 3.5.2 Modelos dinâmicos do sistema

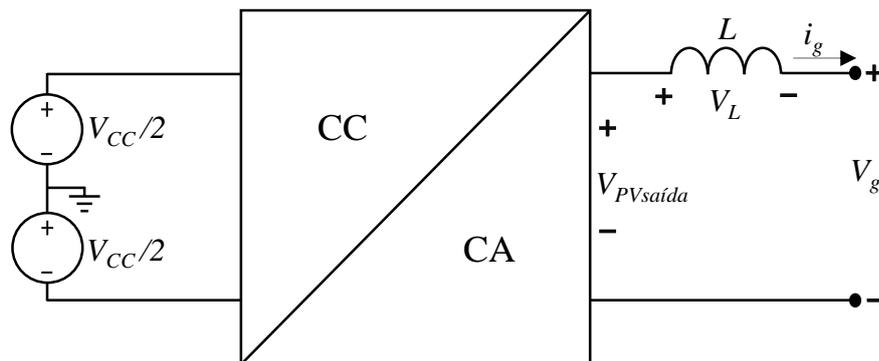
A obtenção das funções de transferência dos modelos dinâmicos, do sistema de controle, é necessária para o projeto dos controladores das três malhas de controle descritas anteriormente. Observa-se, na Figura 3.8, que as funções de transferência que devem ser obtidas para o projeto dos compensadores são:

- $G_{id}(s)$  – função de transferência que relaciona a corrente de saída do inversor com a razão cíclica;
- $G_{V_+}(s)$  – função de transferência que relaciona a tensão total do barramento CC com a corrente de saída;

- $G_v(s)$  – função de transferência que relaciona a tensão diferencial do barramento CC com a corrente de saída.

Desta forma, para determinar a função de transferência da malha de corrente, tem-se o modelo ilustrado na Figura 3.9, que é simplificado para análise na Figura 3.10.

Figura 3.9 – Modelo para obtenção da função de transferência da malha de corrente.

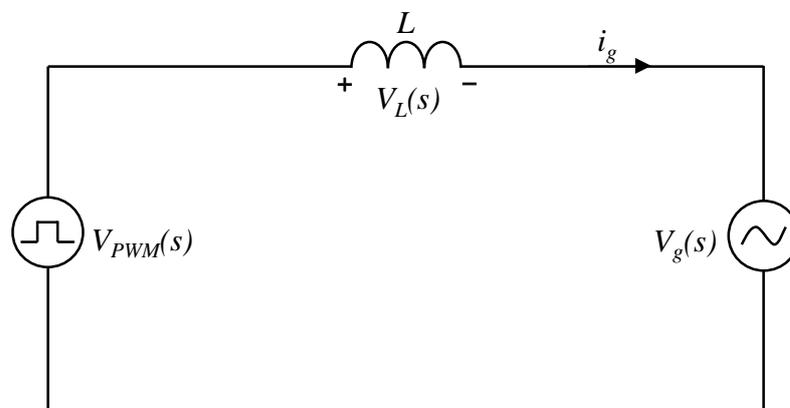


Fonte: Elaborada pelo autor.

No modelo da Figura 3.9, a tensão de barramento CC ( $V_{CC}/2$ ) é invertida, gerando uma corrente ( $i_g$ ) e uma tensão ( $V_g$ ) na saída do inversor.

Na Figura 3.10, a tensão do barramento CC é modelada como uma tensão que depende da razão cíclica ( $V_{PWM}$ ) no domínio do tempo, conforme a equação (3.17).

Figura 3.10 – Modelo simplificado para análise da malha de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$V_{PWM}(t) = d(t) \cdot V_{CC}/2 \quad (3.17)$$

Ao causar perturbações e linearizar as variáveis de entrada e saída no domínio da frequência, têm-se as equações (3.18), (3.19), (3.20) e (3.21).

$$V_{PWM}(s) = V_{PWM} + \tilde{V}_{PWM}(s) \quad (3.18)$$

$$d(s) = D + \tilde{d}(s) \quad (3.19)$$

$$V_{CC}(s)/2 = V_{CC}/2 + \tilde{V}_{CC}(s)/2 \quad (3.20)$$

$$V_g(s) = V_g + \tilde{V}_g(s) \quad (3.21)$$

Onde o valor da tensão de saída ( $V_g$ ) é igual a zero, pois a sua média é nula, e a equação (3.21) é reescrita conforme a equação (3.22).

$$V_g(s) = \tilde{V}_g(s) \quad (3.22)$$

Igualando as equações (3.18), (3.19) e (3.20), obtêm-se as equações (3.23) e (3.24), sendo que a equação (3.24) demonstra o resultado das variáveis que foram linearizadas e perturbadas.

$$V_{PWM} + \tilde{V}_{PWM}(s) = D \cdot V_{CC}/2 + D \cdot \tilde{V}_{CC}(s)/2 + \tilde{d}(s) \cdot V_{CC}/2 + \tilde{d}(s) \cdot \tilde{V}_{CC}(s)/2 \quad (3.23)$$

Desconsiderando os termos constantes, a equação (3.23) pode ser reescrita pela equação (3.24).

$$\tilde{V}_{PWM}(s) = D \cdot \tilde{V}_{CC}(s)/2 + \tilde{d}(s) \cdot V_{CC}/2 \quad (3.24)$$

Assim, para as perturbações aplicadas, considera-se que  $\tilde{V}_{CC}(s)/2$  é igual a zero, resultando na equação (3.25).

$$\tilde{V}_{PWM}(s) = \tilde{d}(s) \cdot V_{CC}/2 \quad (3.25)$$

Por fim, fazendo a análise do modelo, da Figura 3.10, por meio da Lei de Kirchhoff das Tensões no domínio da frequência, encontra-se a equação (3.26).

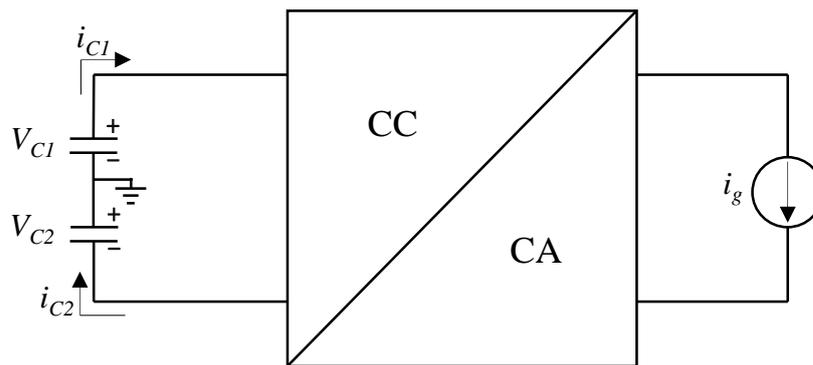
$$-\tilde{d}(s) \cdot V_{CC}/2 + L \cdot s \cdot \tilde{i}_g(s) + \tilde{V}_g(s) = 0 \quad (3.26)$$

A partir da equação (3.26), considerando que a tensão  $\tilde{V}_g(s)$  é nula, pois sua resposta em frequência é lenta quando comparada com a comutação, define-se a função de transferência que relaciona a corrente de saída com a razão cíclica do inversor, de acordo com a equação (3.27).

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_g(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_{CC}/2}{L \cdot s} \quad (3.27)$$

Para obter a função de transferência da malha de tensão total, é analisado o comportamento das tensões e das correntes de entrada e saída do conversor através da Figura 3.11.

Figura 3.11 – Modelo para obtenção da função de transferência da malha de tensão total.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão total e a corrente do barramento CC são definidas conforme as equações (3.28) e (3.29).

$$V_S = V_{c1} + V_{c2} \quad (3.28)$$

$$i_c = i_{c1} = i_{c2} \quad (3.29)$$

Considerando que a corrente que flui em um capacitor depende de sua capacitância e da variação de tensão e derivando a equação (3.28), obtêm-se as equações (3.30) e (3.31).

$$i_c = -C \frac{dV_c}{dt} \quad (3.30)$$

$$\frac{dV_S}{dt} = \frac{dV_{c1}}{dt} + \frac{dV_{c2}}{dt} \quad (3.31)$$

Utilizando a definição das equações (3.29) e (3.30) na equação (3.31), tem-se a equação (3.32).

$$C \frac{dV_S}{dt} = -i_c - i_c = -2 \cdot i_c \quad (3.32)$$

Desta forma, sabendo que na saída do conversor, é aplicado um ganho de modulação em amplitude, como demonstra a equação (3.33), determinou-se a função de transferência da malha de tensão total, de acordo com a equação (3.35).

$$i_c = i_g \cdot m \quad (3.33)$$

Aplicando a transformada de Laplace na expressão (3.33), é obtida a equação (3.34).

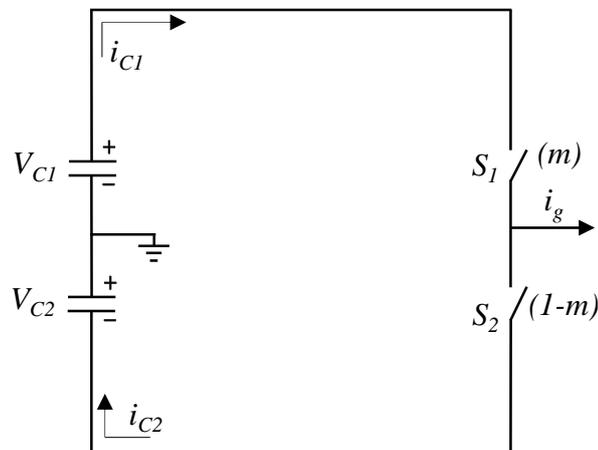
$$i_c = i_{g,eficaz}(s) \cdot M_{eficaz} \quad (3.34)$$

Assim, substituindo a equação (3.34) em (3.32), tem-se a equação (3.35), que mostra a relação entre a tensão total do barramento CC e a corrente de saída.

$$G_{v+}(s) = \frac{V_S(s)}{i_{g,pico}(s)} = -\frac{M_{pico}}{2 \cdot C \cdot s} \quad (3.35)$$

A função de transferência da malha de tensão diferencial é determinada através da Figura 3.12. Porém, desta vez, no barramento CC, as tensões são subtraídas, para que o valor de referência seja igual a zero, e as correntes devem ser diferentes, como mostram as equações (3.36) e (3.37), respectivamente.

Figura 3.12 – Modelo para obtenção da função de transferência da malha de tensão diferencial.



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$V_{Sub} = V_{c1} - V_{c2} \quad (3.36)$$

$$i_{c1} \neq i_{c2} \quad (3.37)$$

Derivando a equação (3.36) e aplicando a definição da equação (3.30), tem-se a equação (3.38).

$$\frac{dV_{Sub}}{dt} = -\frac{i_{c1}}{C} - \left(-\frac{i_{c2}}{C}\right) \quad (3.38)$$

Aplicando o ganho do conversor, pode-se reescrever a equação (3.38) conforme a equação (3.39).

$$\frac{dV_{Sub}}{dt} = -\frac{i_g \cdot m}{C} - \frac{-(-i_g) \cdot (1 - m)}{C} \quad (3.39)$$

Assim, solucionando a equação (3.39) por meio da transformada de Laplace, é obtida a função de transferência da malha de tensão diferencial, demonstrada na equação (3.40).

$$G_{v-}(s) = \frac{V_{Sub}(s)}{i_g(s)} = -\frac{1}{C \cdot s} \quad (3.40)$$

### 3.5.3 Projeto do sistema de controle

Para o projeto dos compensadores do sistema de controle, mostrado na Figura 3.8, foram utilizados os parâmetros apresentados na Tabela 3.4. Na simulação, a modulação *PWM* de dois níveis foi aplicada ao conversor CC-CA.

Tabela 3.4 – Parâmetros utilizados no projeto do sistema de controle.

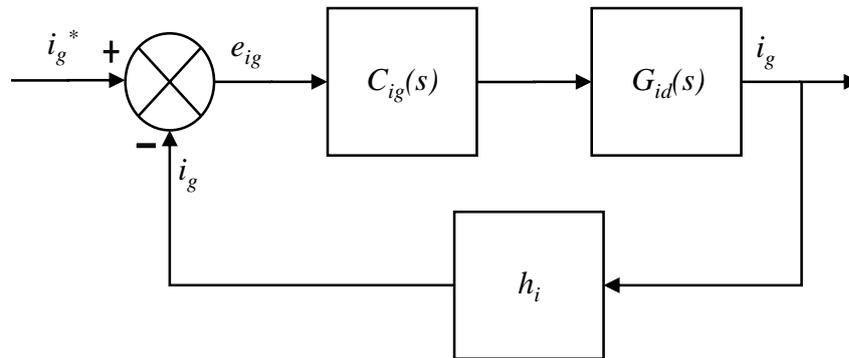
Simbologia	Descrição	Valor
$P_s$	Potência nominal de saída	980 W
$V_{CC}$	Tensão nominal do barramento CC	440 V
$V_{s,rms}$	Tensão eficaz de saída nominal	127 V
$f$	Frequência da rede	60 Hz
$f_s$	Frequência de comutação	40 kHz
$f_{CZ}$	Frequência de cruzamento por zero (malha de corrente)	4 kHz
$f_{CZ1}$	Frequência de cruzamento por zero (malha de tensão total)	6 Hz
$f_{CZ2}$	Frequência de cruzamento por zero (malha de tensão diferencial)	12 Hz
$C_1$ e $C_2$	Capacitores do barramento CC	2,63 mF
$L_s$	Indutor de saída do Conversor CC-CA	5,04 mH
$h_i$	Ganho do sensor de corrente	1
$h_{v+}$	Ganho do sensor de tensão total	1
$h_{v-}$	Ganho do sensor de tensão diferencial	1

Fonte: Elaborada pelo autor.

De acordo com os parâmetros da Tabela 3.4, utilizou-se o compensador Proporcional-Ressonante-Derivativo (PRD) para controlar a malha interna de corrente e o compensador Proporcional-Integral (PI) para o controle das malhas externas de tensão.

A Figura 3.13 mostra o diagrama de blocos do controle da malha interna de corrente com uma realimentação negativa, sendo formada pelas funções de transferência do compensador ( $C_{ig}(s)$ ) e do modelo ( $G_{id}(s)$ ) e pelo sensor de corrente ( $h_i$ ).

Figura 3.13 – Diagrama de blocos da malha interna de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim, a partir do modelo dinâmico  $G_{id}(s)$ , que relaciona a corrente de saída com a razão cíclica do inversor, projetou-se o compensador Proporcional-Ressonante-Derivativo, para o qual foram definidas as seguintes especificações:

- O sistema compensado deve apresentar margem de fase (MF) de 50°;
- Frequência de cruzamento por zero de 4 kHz;
- Erro nulo em regime permanente.

A função de transferência em malha aberta não compensada do sistema é apresentada na equação (3.41).

$$FTMA_{NC}(s) = G_{id}(s) \cdot h_i(s) \quad (3.41)$$

Já a função de transferência em malha fechada não compensada é dada pela equação (3.42).

$$FTMF_{NC}(s) = \frac{G_{id}(s) \cdot h_i(s)}{1 + G_{id}(s) \cdot h_i(s)} \quad (3.42)$$

Na realimentação, é desprezada a dinâmica do sensor, considerando apenas o seu ganho, que é determinado pela equação (3.43).

$$h_i(s) = \frac{i_g^*}{i_g} = 1 \quad (3.43)$$

Para o compensador PRD, os zeros da parcela ressonante são dispostos com frequência natural uma década abaixo da frequência de cruzamento por zero, a fim de não alterar de forma significativa a margem de fase do sistema. O coeficiente de amortecimento foi fixado em 0,707 e os zeros complexos conjugados determinados de acordo com a equação (3.44).

$$z_R = \zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} = -1776,88 \pm j1777,4 \quad (3.44)$$

Os polos ressonantes são definidos para elevar o ganho na frequência  $j\omega$  e são posicionados sob o eixo imaginário com frequência angular conforme apresenta a equação (3.45), para atenuar o erro em regime permanente de referências senoidais com frequência de 60 Hz.

$$p_R = \pm j\omega_R = j2\pi 60 = \pm j376,99 \quad (3.45)$$

Com isso, a função de transferência da parcela ressonante é apresentada na equação (3.46).

$$C_R(s) = \frac{s^2 + 3554s + 6316500}{s^2 + 142120} \quad (3.46)$$

Com objetivo de obter a margem de fase da função de transferência em malha aberta com compensação da parcela ressonante ( $MF_{CR}$ ), para depois descobrir a contribuição de fase da parcela derivativa, utilizou-se a equação (3.47).

$$MF_{CR} = 180^\circ + \angle FTMA_{NC}(j\omega_{cz}) \cdot \angle C_R(j\omega_{cz}) \quad (3.47)$$

Onde:

$C_R$  é a parcela ressonante.

Fazendo  $s = j\omega_{cz}$ , a  $FTMA_{NC}$  e a parcela ressonante são demonstradas em termos de módulo e fase, como mostram as equações (3.48) e (3.49), respectivamente.

$$FTMA_{NC}(j\omega_{cz}) = \frac{440/2}{5,04 \cdot 10^{-3} \cdot j\omega_{cz}} \quad (3.48)$$

$$C_R(j\omega_{cz}) = \frac{(j\omega_{cz})^2 + 3554 \cdot j\omega_{cz} + 6316500}{(j\omega_{cz})^2 + 142120} \quad (3.49)$$

A partir da especificação da frequência de cruzamento ( $f_{cz}$ ) e que  $\omega_{cz} = 2\pi f_{cz}$ , obtém-se a fase a ser compensada, conforme a equação (3.50).

$$FTMA_{NC}(2,5133 \cdot 10^4) \cdot C_R(2,5133 \cdot 10^4) = 1,7717 \angle -98,13^\circ \quad (3.50)$$

Substituindo o resultado da equação (3.50) na equação (3.47), tem-se o ângulo exato da fase relacionada com a frequência de cruzamento por zero, mostrado na equação (3.51).

$$MF_{CR} = 180^\circ + \angle FTMA_{NC}(j\omega_{cz}) \cdot \angle C_R(j\omega_{cz}) = 180^\circ - 98,13^\circ = 81,87^\circ \quad (3.51)$$

Com a obtenção do ângulo exato da fase e considerando a margem de fase compensada de  $50^\circ$ , pode-se determinar a contribuição de fase do compensador por meio da equação (3.52), sendo que esta mesma contribuição é determinada pela parcela derivativa do controlador, de acordo com as equações (3.53) e (3.54).

$$\theta = 50^\circ - 81,87^\circ = -31,87^\circ \quad (3.52)$$

$$f_{z1} = f_{cz} \cdot \sqrt{\frac{1 - \text{sen}(\theta)}{1 + \text{sen}(\theta)}} \quad (3.53)$$

$$f_p = f_{cz} \cdot \sqrt{\frac{1 + \text{sen}(\theta)}{1 - \text{sen}(\theta)}} \quad (3.54)$$

Assim, a alocação dos polos e zeros pode ser definida através das equações (3.55) e (3.56) e o ganho do compensador é determinado conforme a função de transferência do compensador em malha aberta compensada ( $FTMA_C$ ), que é expressa na equação (3.57), considerando a frequência de cruzamento ( $f_{cz}$ ) estabelecida no projeto e que  $\omega_{cz} = 2\pi f_{cz}$ , visto que para esta frequência o módulo da  $FTMA_C$  deve ser unitário.

$$Z_D = 2\pi f_{z1} = 45221 \quad (3.55)$$

$$P_D = 2\pi f_p = 13968 \quad (3.56)$$

$$FTMA_C(j\omega_{cz}) = \frac{440/2}{5,04 \cdot 10^{-3} \cdot j\omega_{cz}} \cdot C_{PRD}(j\omega_{cz}) \quad (3.57)$$

A função de transferência do controlador Proporcional-Ressonante-Derivativo em função da frequência ( $C_{PRD}(j\omega_{cz})$ ) é descrita na equação (3.58).

$$C_{PRD}(j\omega_{cz}) = K_2 \cdot \frac{(j\omega_{cz})^2 + 3554 \cdot j\omega_{cz} + 6316500 \cdot (j\omega_{cz} + 45221)}{[(j\omega_{cz})^2 + 142120] \cdot (j\omega_{cz} + 13968)} \quad (3.58)$$

Substituindo a equação (3.58) em (3.57) e resolvendo o módulo da equação resultante, tem-se o ganho do compensador, representado pela constante  $K_2$ , como mostra equação (3.59).

$$K_2 = \left| \frac{(4,94 \cdot 10^{-3} \cdot j\omega_{cz}) \cdot \{[(j\omega_{cz})^2 + 142120] \cdot (j\omega_{cz} + 13968)\}}{220 \cdot [(j\omega_{cz})^2 + 3554 \cdot j\omega_{cz} + 6316500 \cdot (j\omega_{cz} + 45221)]} \right| = 0,32 \quad (3.59)$$

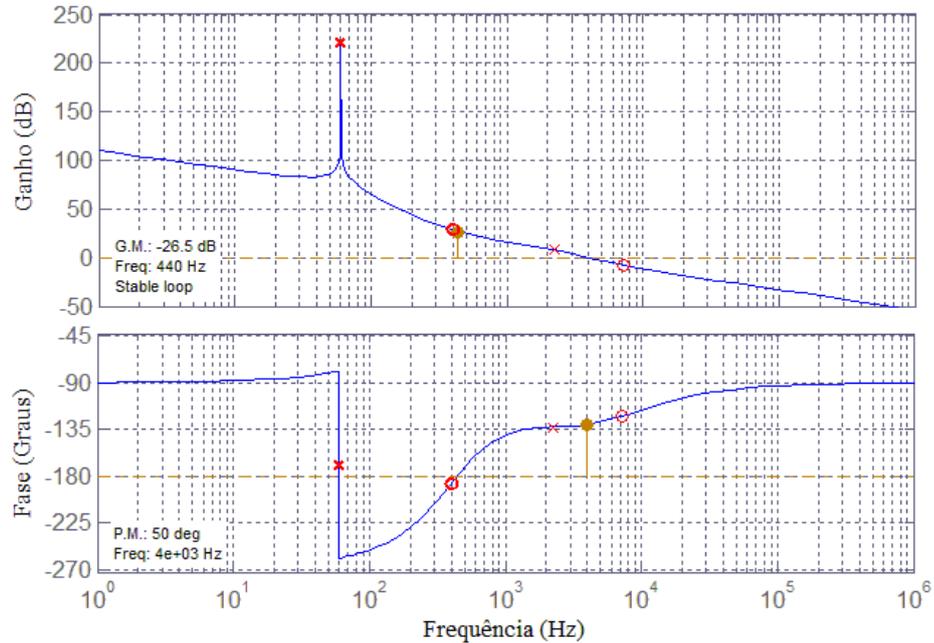
E, desta forma, tem-se a função de transferência do compensador, demonstrada na equação (3.60).

$$C_{PRD}(s) = 0,32 \cdot \frac{(s^2 + 3554 s + 6316500) \cdot (s + 45221)}{(s^2 + 142120) \cdot (s + 13968)} \quad (3.60)$$

A Figura 3.14 ilustra a resposta em frequência do sistema compensado. Observa-se que foram obtidas a margem de fase de  $50^\circ$  e a frequência de cruzamento por zero especificadas e um elevado ganho para baixas frequências, o que garante erro nulo em regime permanente para referência senoidal com frequência de 60 Hz adotada no projeto. Já a Figura 3.15 demonstra

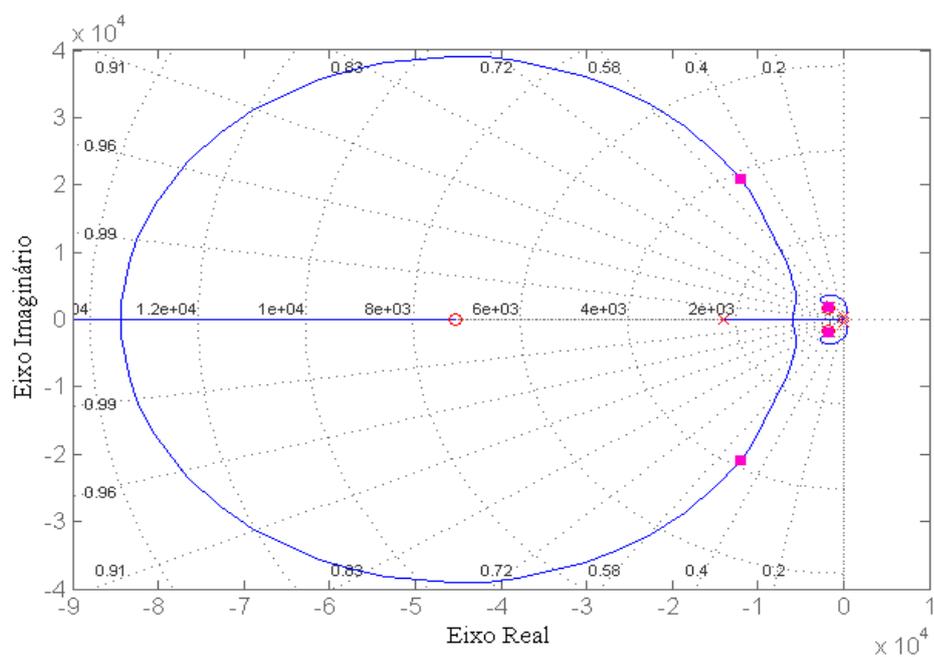
que os polos e zeros estão localizados na parte negativa do eixo real, o que garante um sistema estável.

Figura 3.14 – Resposta em frequência para a malha interna de corrente compensada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.15 – Localização dos polos e zeros nos eixos real e imaginário para a malha interna de corrente.



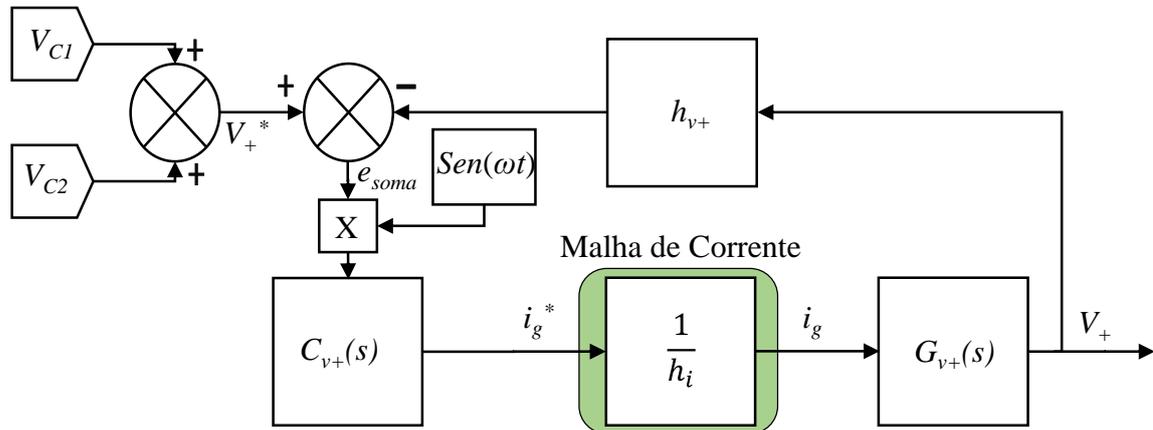
Fonte: Elaborada pelo autor.

Para as malhas de tensão não se preocupou com a margem de fase e foi adotado o controlador Proporcional-Integral (PI), cujo projeto atende às seguintes especificações:

- Frequência de cruzamento por zero de 6 Hz para a malha de tensão total e 12 Hz para a malha de tensão diferencial;
- Erro nulo em regime permanente.

O controle da malha de tensão total é apresentado através do diagrama de blocos mostrado na Figura 3.16.

Figura 3.16 – Diagrama de blocos da malha de tensão total.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim, a partir do modelo dinâmico  $G_{v+}(s)$ , que relaciona a tensão total do barramento CC com a corrente de saída, projetou-se o compensador PI.

A função de transferência em malha aberta não compensada deste sistema é apresentada na equação (3.61), enquanto a mesma em malha fechada não compensada é obtida pela equação (3.62).

$$FTMA_{NC}(s) = G_{v+}(s) \cdot h_{v+}(s) \quad (3.61)$$

$$FTMF_{NC}(s) = \frac{G_{v+}(s) \cdot h_{v+}(s)}{1 + G_{v+}(s) \cdot h_{v+}(s)} \quad (3.62)$$

Novamente é desprezada a dinâmica do sensor na realimentação, considerando apenas o seu ganho, que é determinado pela expressão (3.63).

$$h_{v+}(s) = \frac{V_+^*}{V_+} = 1 \quad (3.63)$$

Para uma referência constante, o controlador PI deve apresentar um elevado ganho, a fim de anular o erro em regime permanente. Para isto, coloca-se um polo na origem e um zero posicionado uma década abaixo da frequência de cruzamento ( $f_{cz}$ ), conforme a equação (3.64).

$$f_z = \frac{f_{cz}}{10} = \frac{6}{10} = 0,6 \text{ Hz} \quad (3.64)$$

O valor do zero deste compensador pode ser calculado de acordo com a equação (3.65).

$$z_I = 2 \cdot \pi \cdot f_z = 3,77 \quad (3.65)$$

Aplicando  $s = j\omega_{cz}$  e considerando que  $\omega_{cz} = 2\pi f_{cz}$ , a  $FTMA_{NC}$  e a equação do controlador PI são definidas em módulo e fase conforme as equações (3.66) e (3.67), respectivamente.

$$FTMA_{NC}(j\omega_{cz}) = G_{v+}(s) \cdot h_{v+}(s) = -\frac{0,816}{2 \cdot 2,63 \cdot 10^{-3} \cdot j\omega_{cz}} \quad (3.66)$$

$$C_{PI_t}(j\omega_{cz}) = K_1 \cdot \frac{(j\omega_{cz} + 3,77)}{j\omega_{cz}} \quad (3.67)$$

Desse modo, o ganho ( $K_I$ ) do compensador pode ser determinado solucionando o módulo da função de transferência de malha aberta compensada ( $FTMA_C$ ), que é mostrada na equação (3.68).

$$FTMA_C(j\omega_{cz}) = -\frac{0,816}{2 \cdot 2,63 \cdot 10^{-3} \cdot j\omega_{cz}} \cdot K_1 \cdot \frac{(j\omega_{cz} + 3,77)}{j\omega_{cz}} \quad (3.68)$$

Como o módulo da  $FTMA_C(j\omega_{cz})$  é unitário para a frequência de cruzamento ( $f_{cz}$ ), o ganho do compensador é mostrado na equação (3.69).

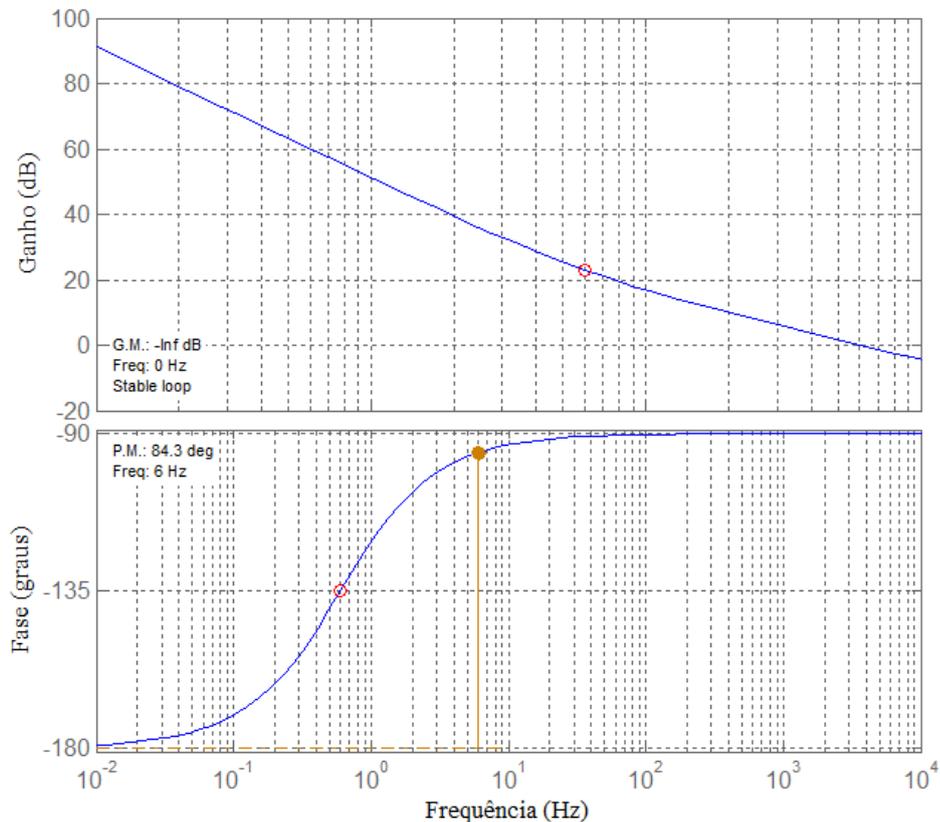
$$K_1 = \left| -\frac{2 \cdot (2,63 \cdot 10^{-3} \cdot j\omega_{cz}) \cdot (j\omega_{cz})}{0,816 \cdot (j\omega_{cz} + 3,77)} \right| = 0,24 \quad (3.69)$$

Com a definição do polo e do zero, a função de transferência do controlador PI, referente a malha de tensão total, é apresentada na equação (3.70).

$$C_{PI_t}(s) = 0,24 \cdot \frac{(s + 3,77)}{s} \quad (3.70)$$

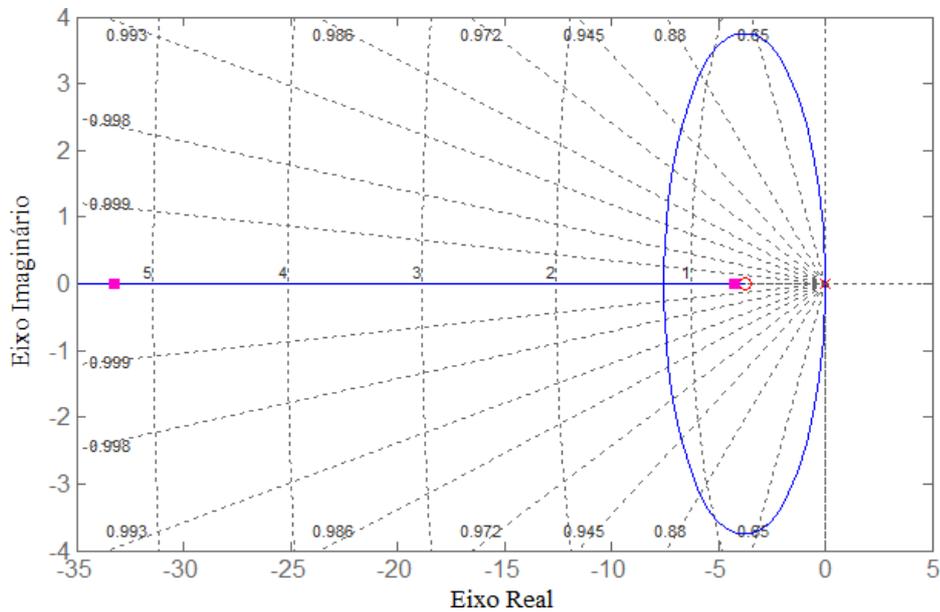
A resposta em frequência da malha de tensão total compensada é ilustrada na Figura 3.17. O sistema apresenta um alto ganho para baixas frequências e, por se tratar de uma referência constante, ganho infinito para frequência igual a zero, o que anula o erro em regime permanente. Também pode ser verificado na Figura 3.17 que a frequência de cruzamento por zero de 6 Hz estabelecida foi atingida, e conforme mostra a Figura 3.18, o polo e o zero estão posicionados no lado negativo do eixo real, indicando que o sistema está estabilizado.

Figura 3.17 – Resposta em frequência para a malha de tensão total compensada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

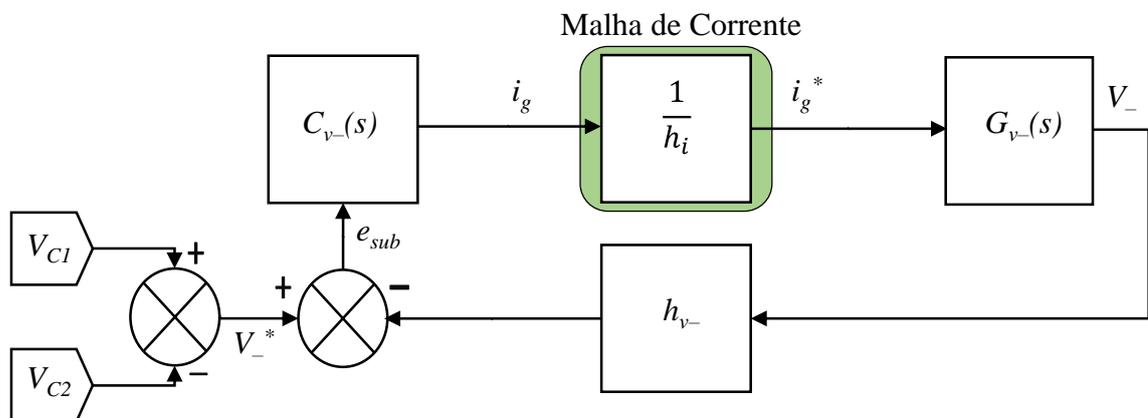
Figura 3.18 – Localização do polo e do zero nos eixos real e imaginário para a malha de tensão total compensada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O projeto do controle da malha de tensão diferencial, que tem seu diagrama de blocos ilustrado na Figura 3.19, segue os mesmos procedimentos de cálculo do controlador PI da malha de tensão total. No entanto, são utilizados os parâmetros especificados na Tabela 3.4 para esta malha e o modelo dinâmico  $G_{v-}(s)$ .

Figura 3.19 – Diagrama de blocos da malha de tensão diferencial.



Fonte: Elaborada pelo autor.

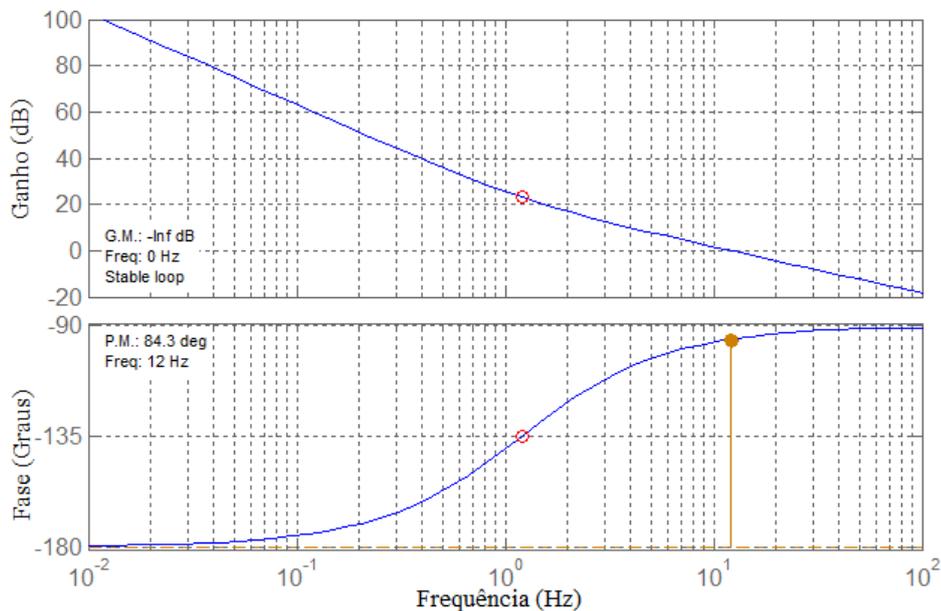
Desta forma, o valor do ganho ( $K_3$ ) e a função de transferência do compensador PI para o controle da malha de tensão diferencial são definidos por meio das equações (3.71) e (3.72), respectivamente.

$$K_3 = \left| -\frac{(2,63 \cdot 10^{-3} \cdot j\omega_{cz}) \cdot (j\omega_{cz})}{(j\omega_{cz} + 7,54)} \right| = 0,197 \quad (3.71)$$

$$C_{PI_d}(s) = 0,197 \cdot \frac{(s + 7,54)}{s} \quad (3.72)$$

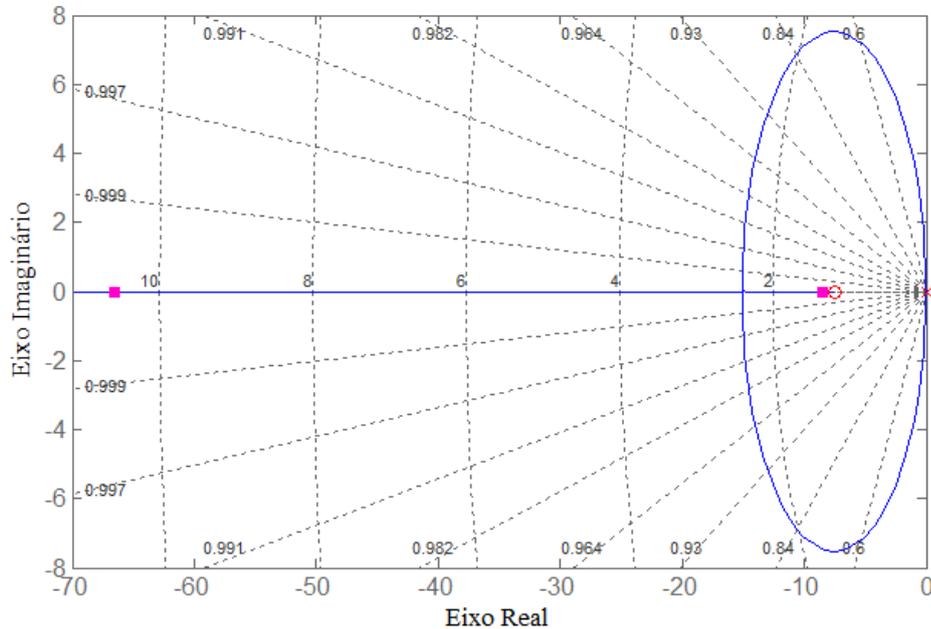
Na resposta em frequência da malha de tensão diferencial compensada, ilustrada na Figura 3.20, o sistema possui um alto ganho para baixas frequências e ganho infinito para frequência igual a zero, anulando o erro em regime permanente. Também se nota na Figura 3.20 que a frequência de cruzamento por zero de 12 Hz é alcançada, e como mostra a Figura 3.21, o polo e o zero estão posicionados no eixo real negativo para que o sistema seja estável.

Figura 3.20 – Resposta em frequência para a malha de tensão diferencial compensada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.21 – Localização do polo e do zero nos eixos real e imaginário para a malha de tensão diferencial compensada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.6 Conclusão

Neste capítulo foram descritos todos os procedimentos utilizados para a obtenção dos resultados, que serão comentados no próximo capítulo.

No princípio de funcionamento da topologia do conversor, pôde-se compreender como operam os estágios CC-CC e CC-CA.

Na estratégia de MPPT, inserida no conversor *boost*, foram mostradas a aquisição das medidas de tensão e corrente do arranjo fotovoltaico, a frequência de amostragem e a modulação PWM usada. Tudo isso ocorre através da implementação de um algoritmo.

Na obtenção dos modelos dinâmicos das malhas de controle, observa-se o comportamento da dinâmica entre a tensão do barramento CC, corrente de saída e razão cíclica.

Para o projeto dos compensadores do sistema de controle, demonstrou-se que a frequência de cruzamento por zero e a margem de fase desejadas foram aplicadas.

## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo, são apresentados os resultados das simulações da topologia de conversor modular proposta para sistemas fotovoltaicos, conforme apresentada na Figura 3.1 da seção 3.2 e na Figura 3.6 da seção 3.3 e com os parâmetros da Tabela 4.1. Além disso, a simulação do rastreamento do ponto de máxima potência dos arranjos fotovoltaicos também é mostrada.

Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados para obtenção dos resultados da topologia proposta.

Simbologia	Descrição	Valor
$P_s$	Potência nominal de saída	980 W
$V_{CC}$	Tensão nominal do barramento CC	440 V
$V_{s,pico}$	Tensão de pico de saída nominal	180 V
$I_{R,pico}$	Corrente de pico de saída	11 A
$f$	Frequência da rede	60 Hz
$f_s$	Frequência de comutação	40 kHz
$f_{CZ}$	Frequência de cruzamento por zero (malha de corrente)	4 kHz
$f_{CZ1}$	Frequência de cruzamento por zero (malha de tensão total)	6 Hz
$f_{CZ2}$	Frequência de cruzamento por zero (malha de tensão diferencial)	12 Hz
$C_1$ e $C_2$	Capacitores do barramento CC	2,63 mF
$L$	Indutor de saída do Conversor CC-CA	5,04 mH
$R$	Resistência de carga	16,46 $\Omega$

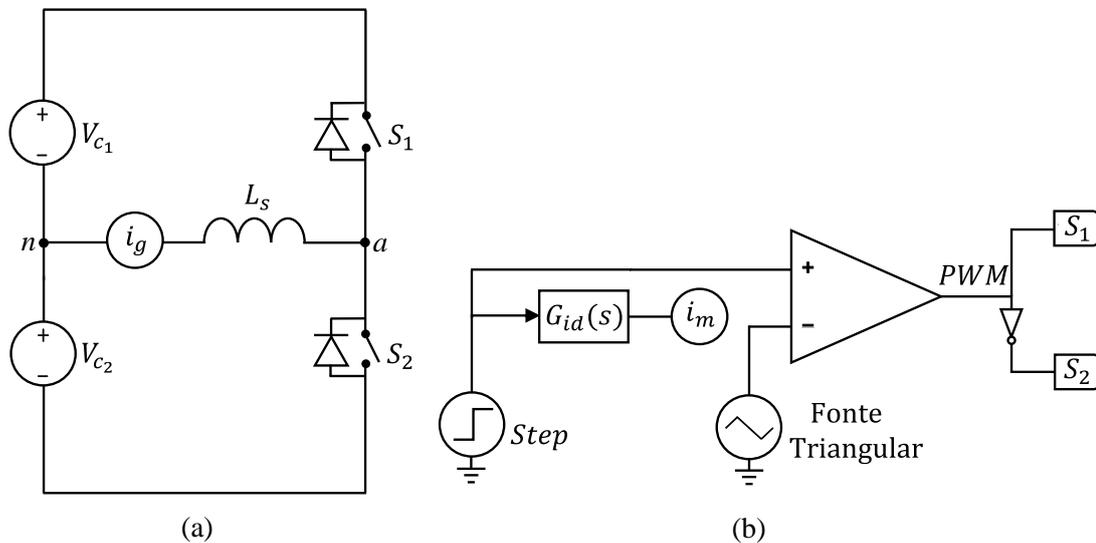
Fonte: Elaborada pelo autor.

### 4.1 Validação dos modelos dinâmicos

Para validar o modelo dinâmico da malha interna de corrente, simulou-se a topologia completa sem os controladores, considerando apenas a função de transferência do modelo com a aplicação de um degrau.

Além disso, conforme apresenta a Figura 4.1, os capacitores do barramento CC foram substituídos por fontes constantes, pois neste caso o objetivo é controlar a corrente de saída do inversor.

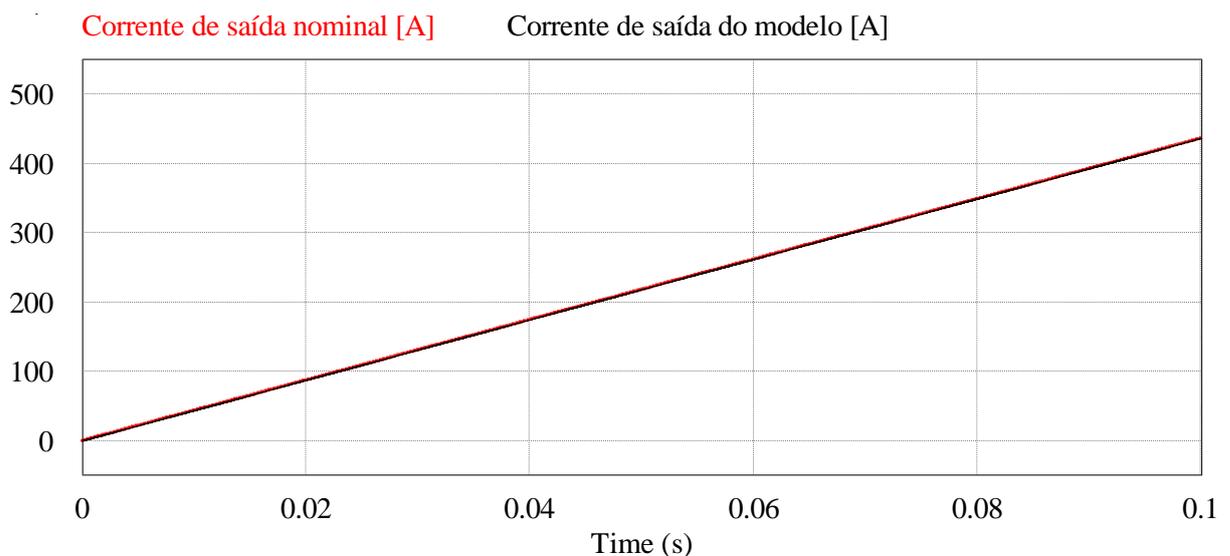
Figura 4.1 – Simulação do modelo dinâmico da malha interna de corrente: (a) inversor; (b) degrau aplicado ao modelo dinâmico e à modulação PWM.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 4.2 mostra a simulação que compara a corrente de saída nominal do inversor ( $i_g$ ) com a corrente de saída do modelo dinâmico ( $i_m$ ). As correntes estão sobrepostas, ou seja, possuem o mesmo valor, o que comprova o funcionamento do modelo.

Figura 4.2 – Validação do modelo dinâmico da malha interna de corrente.



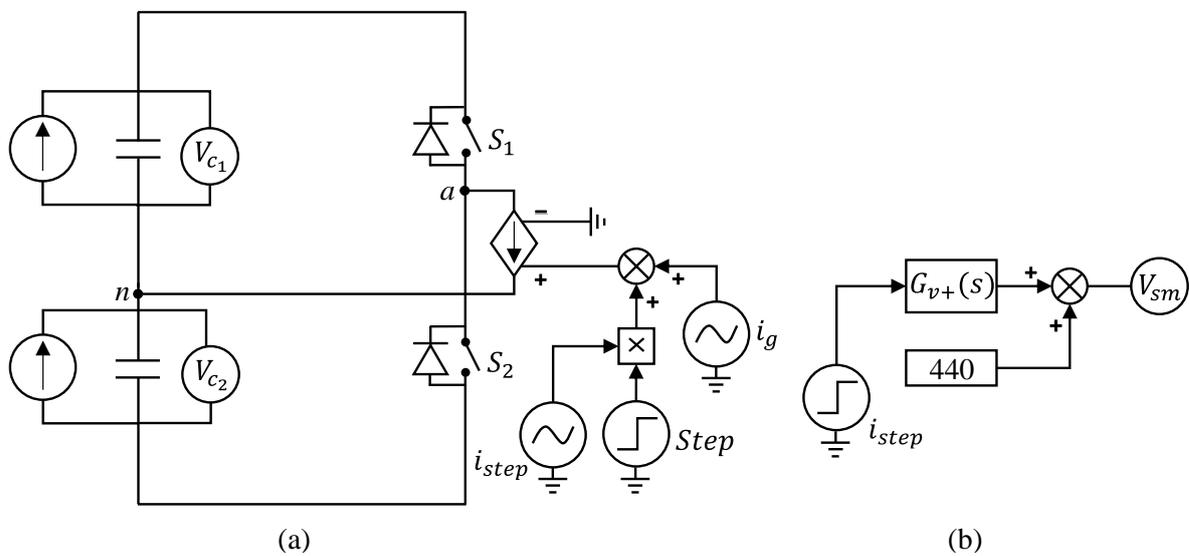
Fonte: Elaborada pelo autor.

Na validação do modelo dinâmico da malha de tensão total, foram inseridas fontes independentes de corrente em paralelo com os capacitores do barramento CC para a obtenção da

tensão total, como mostrado na Figura 4.3. Enquanto na saída do inversor foi empregada apenas uma fonte de corrente dependente de corrente com um degrau utilizando uma fonte senoidal.

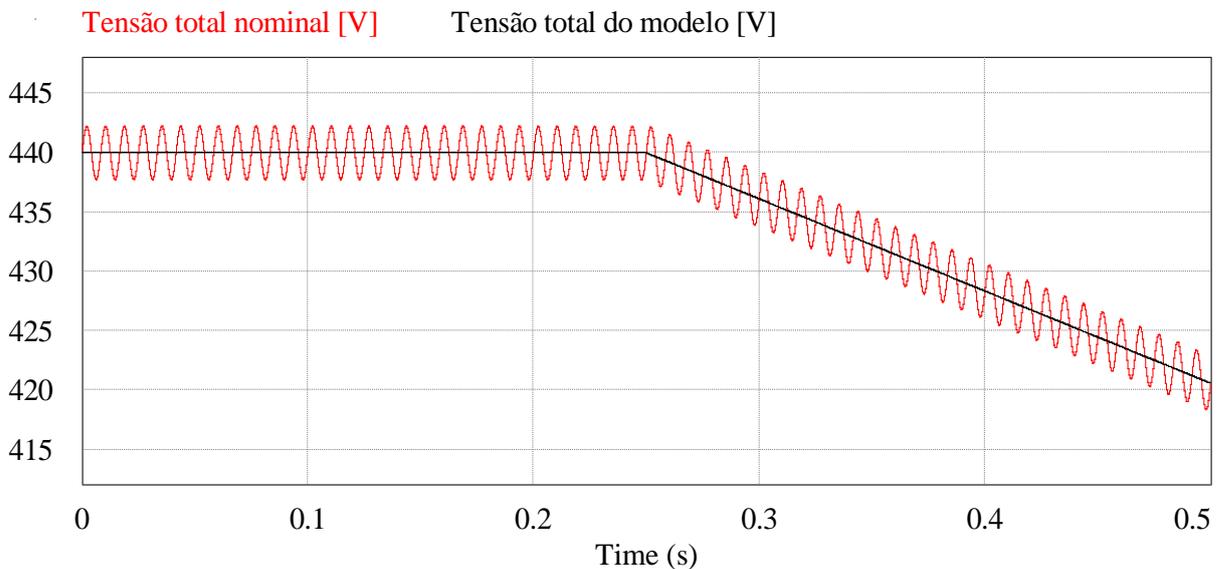
Dessa maneira, para a comparação da tensão total ( $V_s = V_{c_1} + V_{c_2}$ ) do inversor com a do modelo ( $V_{sm}$ ), também foi aplicado o mesmo degrau sem as fontes senoidais na função de transferência do modelo dinâmico da malha de tensão total, conforme ilustra a Figura 4.4.

Figura 4.3 – Simulação do modelo dinâmico da malha de tensão total: (a) inversor; (b) degrau aplicado ao modelo dinâmico.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.4 – Validação do modelo dinâmico da malha de tensão total.



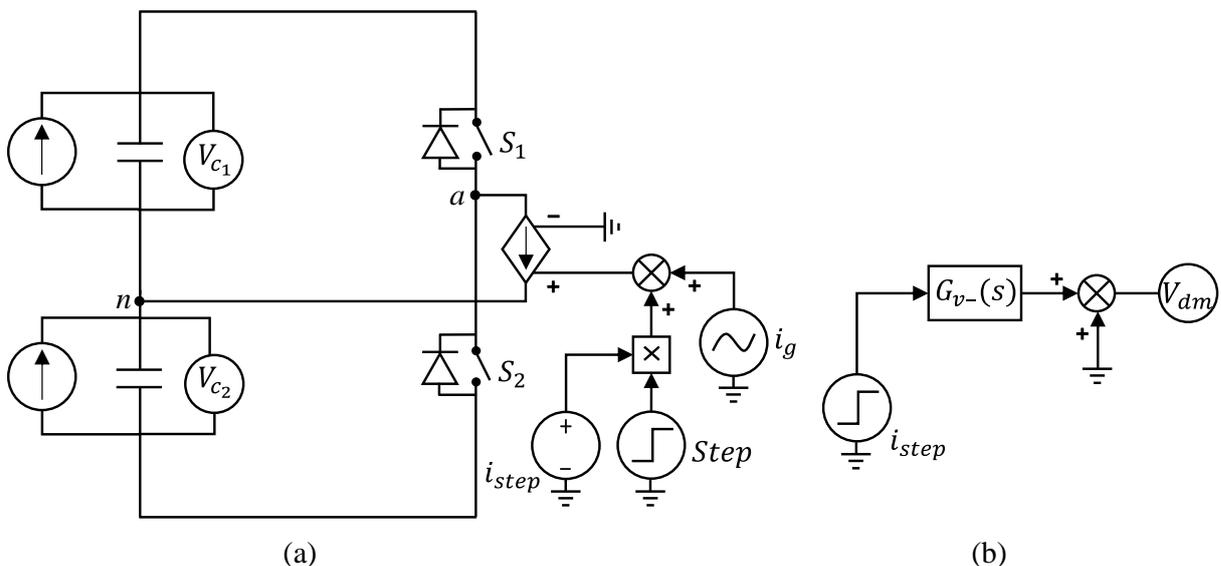
Fonte: Elaborada pelo autor.

É importante ressaltar que o valor da tensão total é a média dos valores da sua forma de onda. Sendo assim, a simulação da Figura 4.4 valida o modelo da malha de tensão total.

Já a validação do modelo dinâmico da malha de tensão diferencial, assim como foi para o modelo da malha de tensão total, foram inseridas fontes independentes de corrente em paralelo com os capacitores do barramento CC para a obtenção desta tensão, conforme demonstra a Figura 4.5. Porém, na saída do inversor foi empregada apenas uma fonte de corrente dependente de corrente com um degrau utilizando uma fonte constante, que representa o nível CC desta malha.

Assim, para a comparação da tensão diferencial ( $V_{sub} = V_{c_1} - V_{c_2}$ ) do inversor com a do modelo ( $V_{dm}$ ), foi aplicado o mesmo degrau na função de transferência do modelo dinâmico da malha de tensão diferencial desconsiderando a fonte constante, conforme mostra a Figura 4.6.

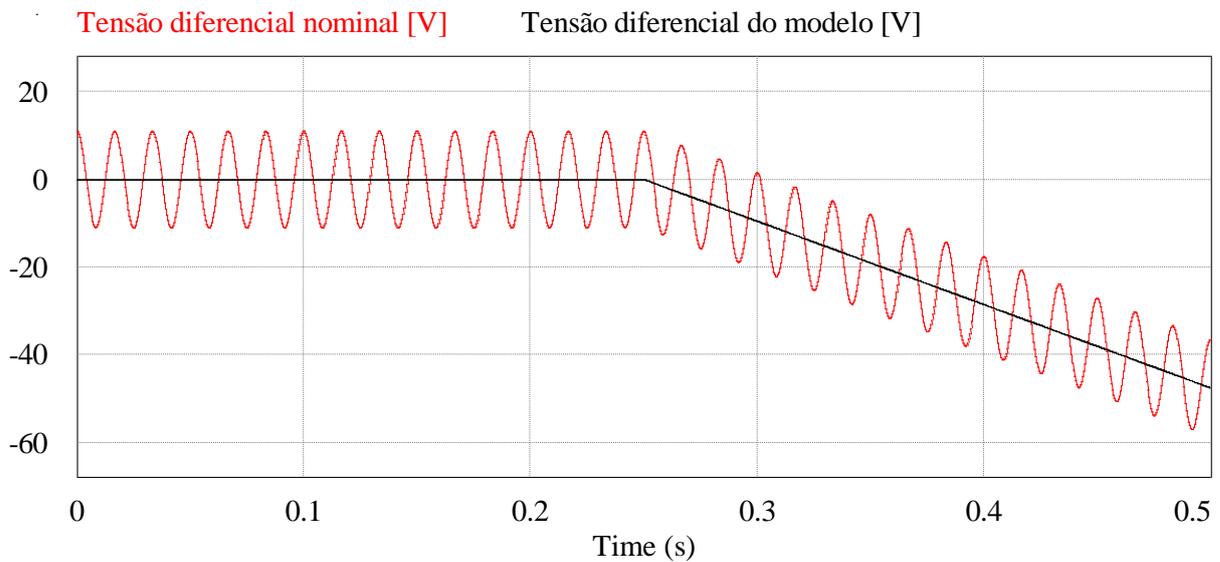
Figura 4.5 – Simulação do modelo dinâmico da malha de tensão diferencial: (a) inversor; (b) degrau aplicado ao modelo dinâmico.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim como o modelo da malha de tensão total, o valor da tensão diferencial é a média dos valores da sua forma de onda, o que demonstra a validação do seu modelo.

Figura 4.6 – Validação do modelo dinâmico da malha de tensão diferencial.



Fonte: Elaborada pelo autor.

## 4.2 Simulação do inversor com as malhas de controle e uma carga resistiva

Para demonstrar o funcionamento das malhas de controle, as mesmas foram simuladas separadamente com o inversor meia-ponte, composto pelo barramento CC, pelas chaves estáticas semicondutoras e por um indutor e um resistor na saída.

### 4.2.1 Malha de corrente

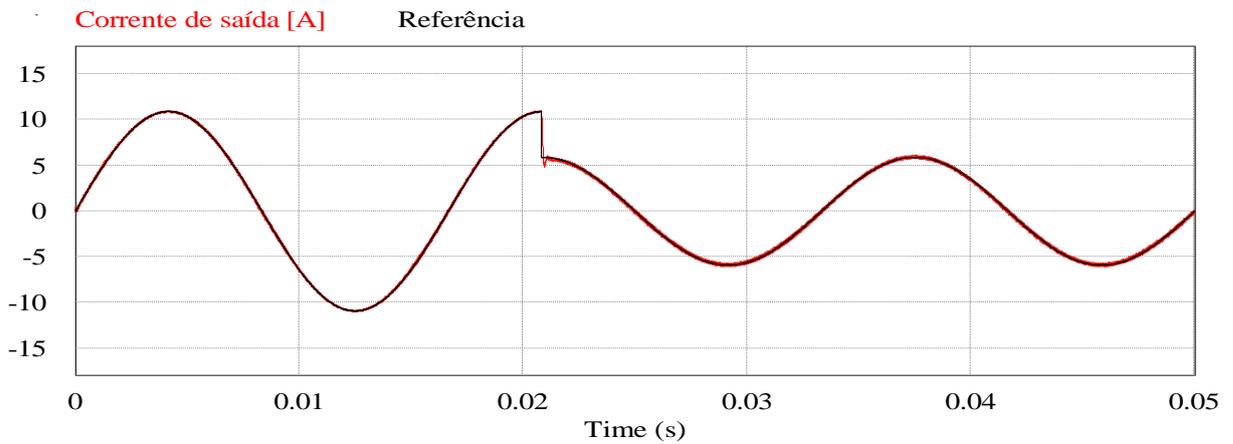
Na simulação do inversor com apenas a malha de corrente, a tensão do barramento CC foi formada por duas fontes constantes com o valor de tensão projetado, sendo aplicado um degrau na referência desta malha.

Desta forma, a Figura 4.7 apresenta a corrente de saída simulada com a sua referência. Nota-se que após o instante do degrau, a corrente segue o valor da referência devido à ação do controle da malha de corrente, no entanto teve seu valor reduzido como a tensão de saída, ilustrada na Figura 4.8.

O comportamento da corrente na Figura 4.7 e da tensão na Figura 4.8 indica que o controle da malha de corrente está adequado, pois a finalidade da aplicação de um degrau na sua referência foi provocar um aumento da resistência de carga.

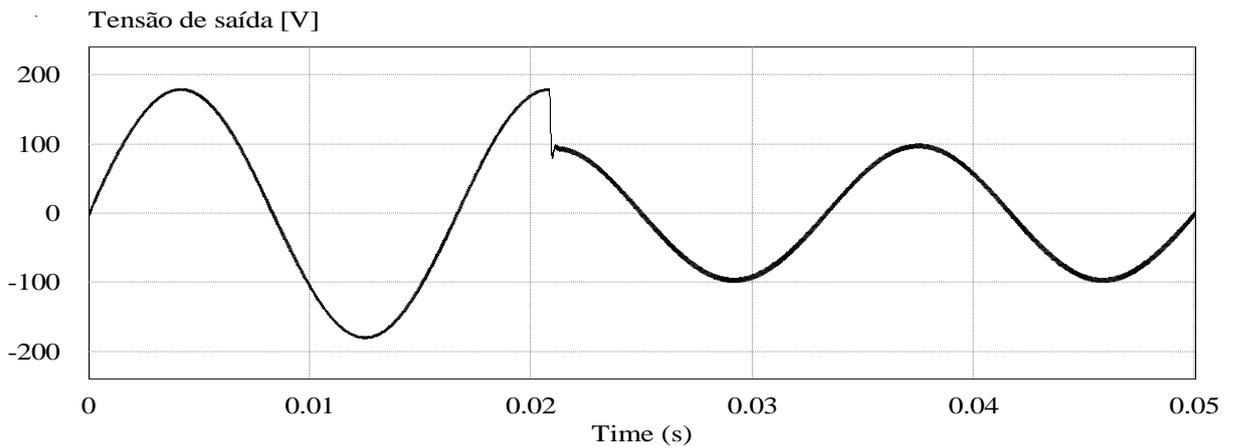
Os valores de pico da corrente e da tensão na saída do inversor e o instante que foi realizado o degrau podem ser melhor observados na Figura 4.9.

Figura 4.7 – Controle da corrente de saída do inversor.



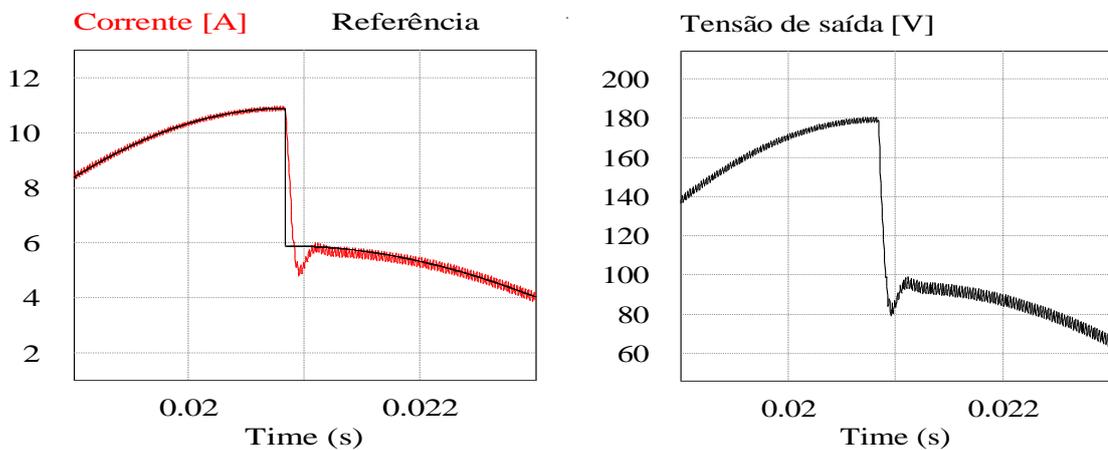
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.8 – Tensão de saída do inversor com a malha de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.9 – Instante do degrau nas formas de onda da corrente e tensão na saída do inversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

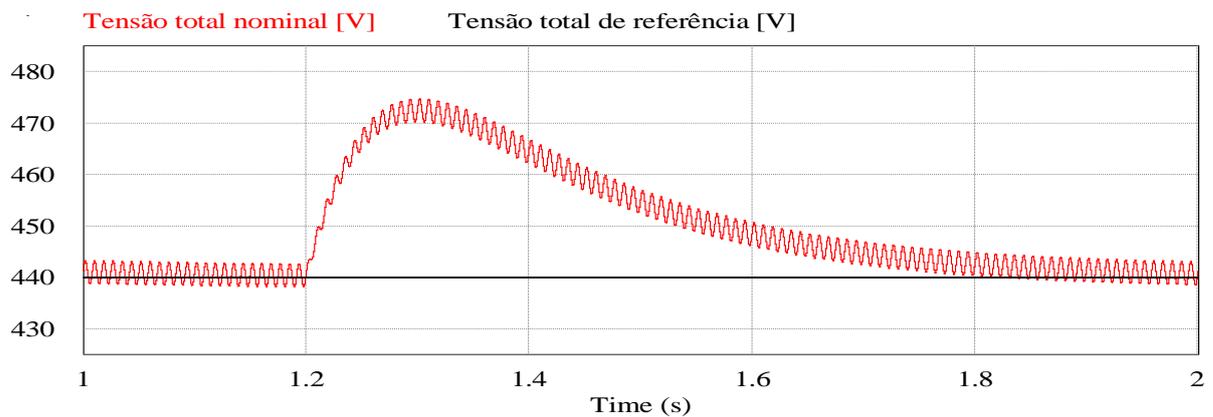
#### 4.2.2 Malha de tensão total

Para a simulação do inversor com o controle da tensão total, desativou-se a malha de tensão diferencial. O barramento CC foi composto de fontes de corrente independentes em paralelo com os capacitores e foi aplicado um degrau de carga, que reduziu o valor da resistência de 16,46  $\Omega$  para 8,23  $\Omega$ .

A Figura 4.10 mostra o comportamento da tensão total do barramento CC com a inserção do degrau de carga. Observa-se que a redução da resistência de carga originou uma elevação da tensão do barramento, que se distanciou da referência. No entanto, conforme à ação do controle, após alguns segundos, a tensão total se aproximou da referência

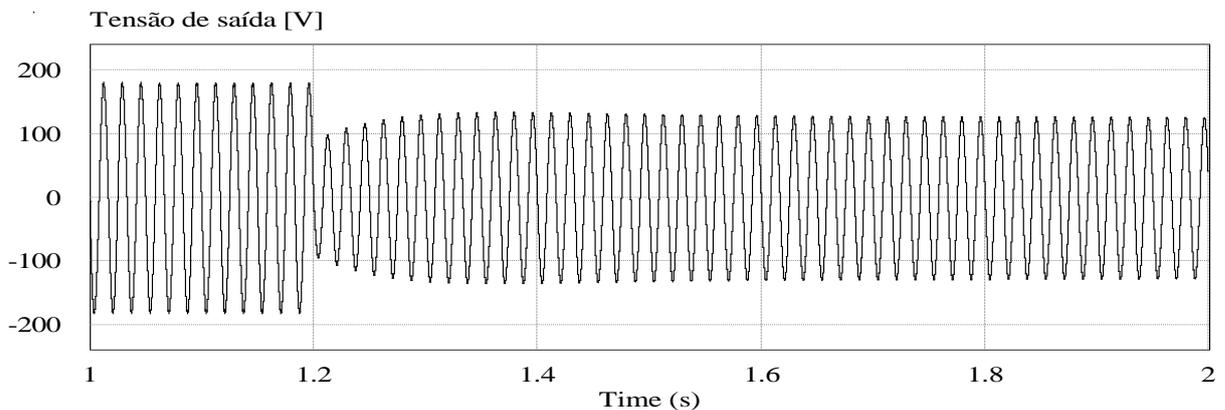
A tensão e a corrente na saída do inversor apresentadas na Figura 4.11 e na Figura 4.12, respectivamente, possuem valores nominais até o momento do degrau e posteriormente o valor da tensão diminui e o da corrente aumenta para atender o novo valor da resistência de carga.

Figura 4.10 – Controle da tensão total do barramento CC do inversor.



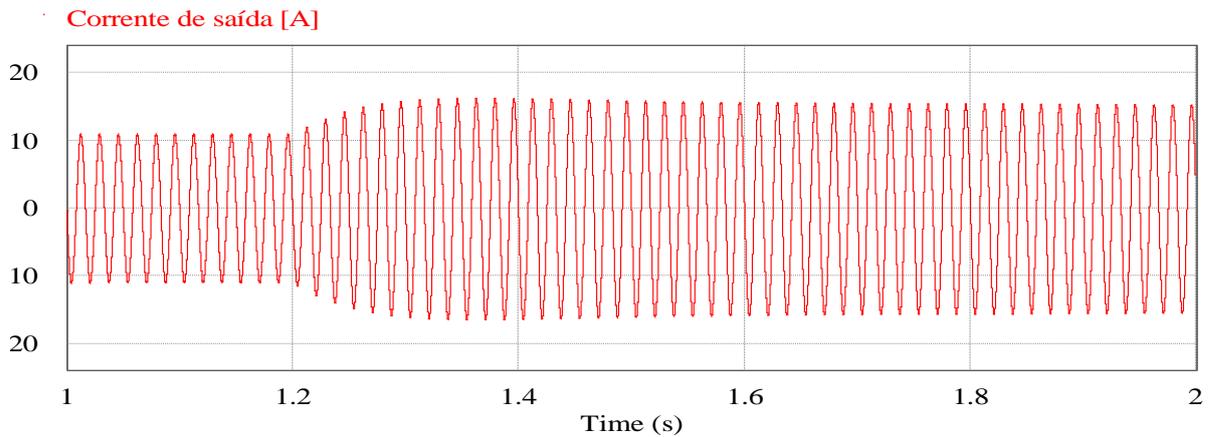
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.11 – Tensão de saída do inversor com as malhas de tensão total e de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.12 – Corrente de saída do inversor com as malhas de tensão total e de corrente



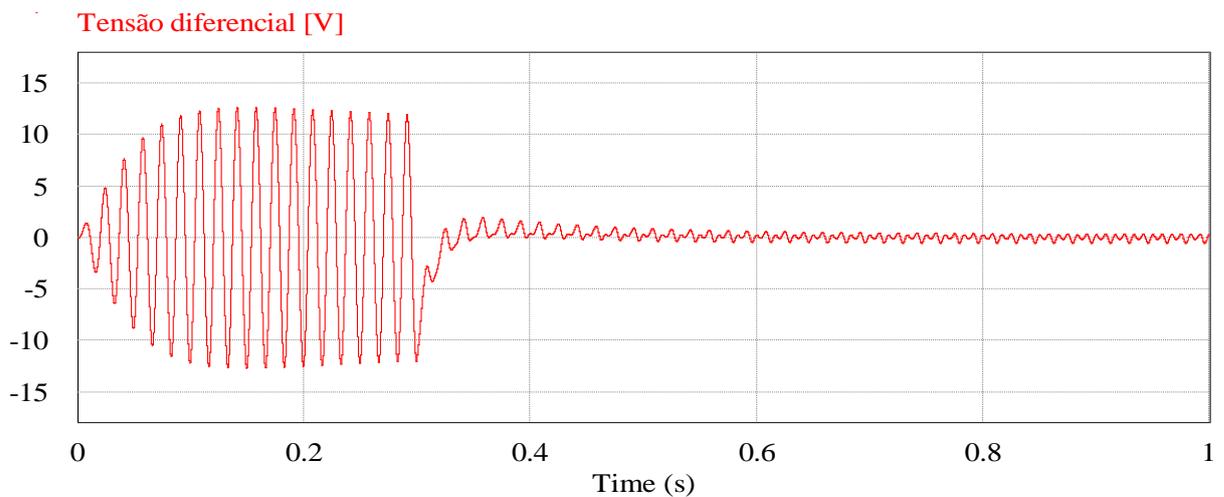
Fonte: Elaborada pelo autor.

### 4.2.3 Malha de tensão diferencial

Já para a simulação do inversor com a malha de tensão diferencial, foram consideradas todas as malhas de controle, o barramento CC foi representado por fontes de corrente independentes em paralelo com os capacitores e o degrau foi inserido em uma das conexões em paralelo (fonte de corrente e capacitor) do mesmo, através de uma fonte de corrente dependente de tensão.

Assim, verifica-se na Figura 4.13 que depois da entrada do degrau, a tensão diferencial se aproximou da referência, que tem valor igual a zero.

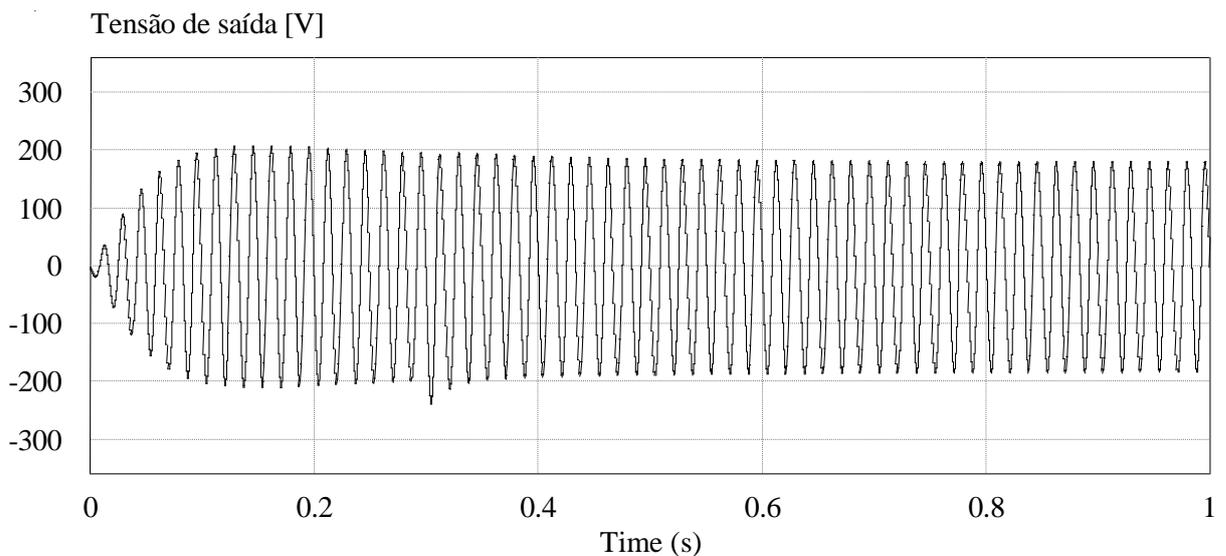
Figura 4.13 – Controle da tensão diferencial do barramento CC do inversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

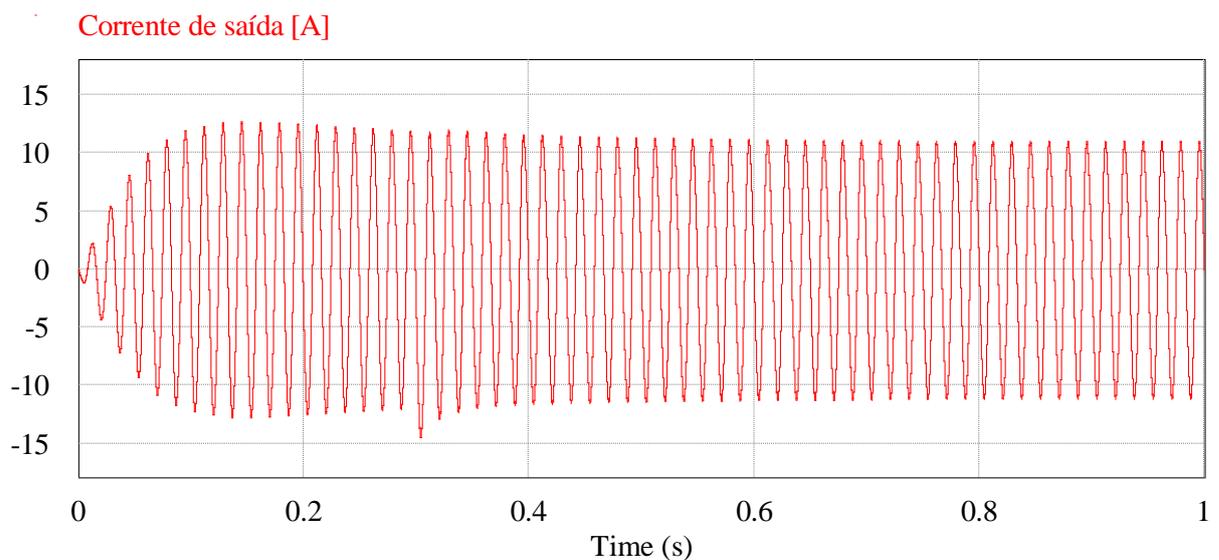
Como a simulação do inversor foi realizada com todas as malhas, espera-se que após a entrada do degrau, a tensão diferencial e os valores de tensão e corrente de saída estejam próximos dos valores de referência e nominais, respectivamente. Sendo assim, a Figura 4.14 e a Figura 4.15 mostram que a tensão e a corrente de saída possuem os valores nominais de pico especificados, de aproximadamente 180 V e 11 A.

Figura 4.14 – Tensão de saída do inversor com todas as malhas de controle.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.15 – Corrente de saída do inversor com todas as malhas de controle.



Fonte: Elaborada pelo autor.

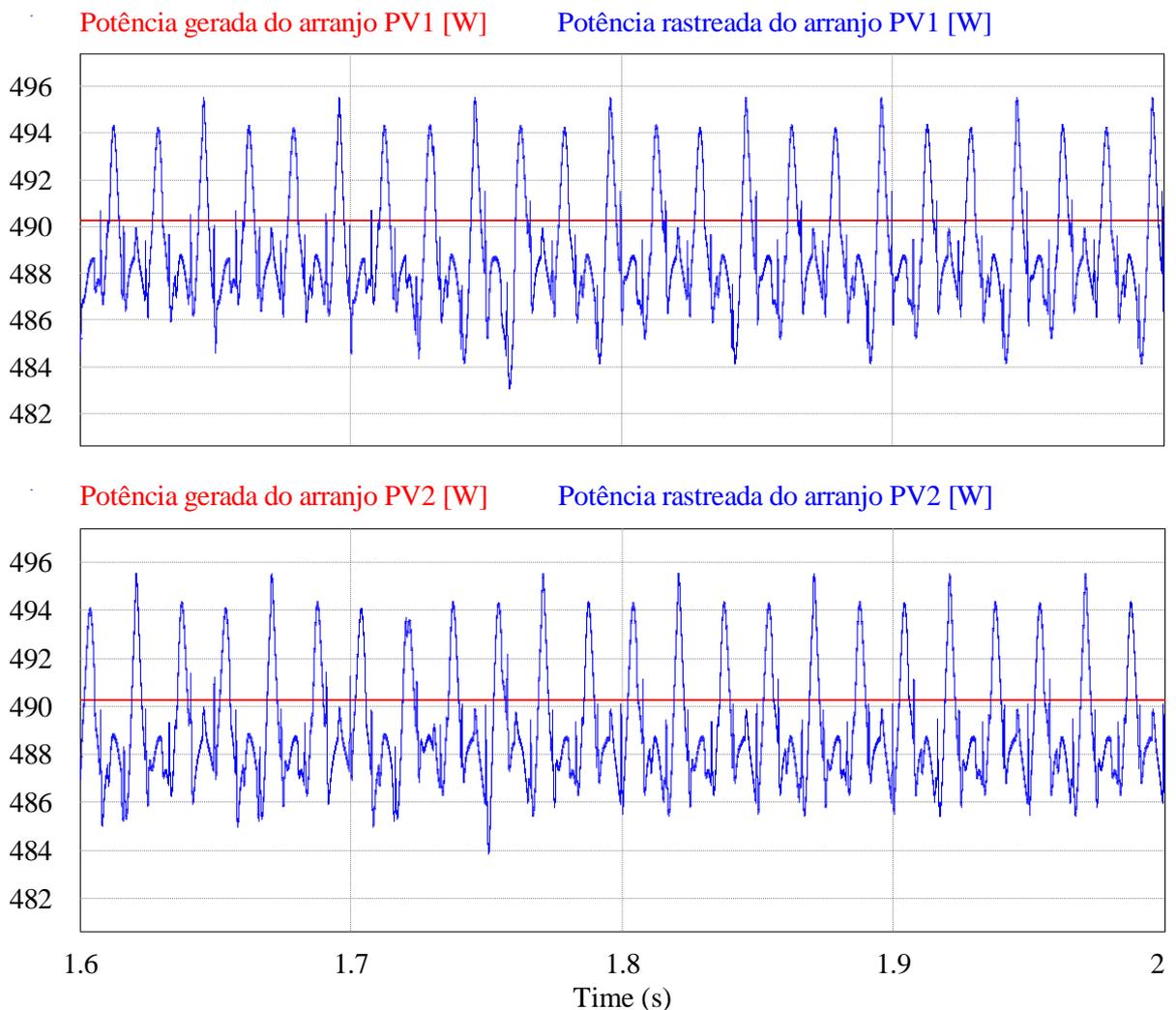
### 4.3 Simulação da topologia completa com uma carga resistiva

Os resultados da simulação da topologia completa com uma carga resistiva serão apresentados nas subsecções a seguir.

#### 4.3.1 Simulação sem variação da radiação solar dos arranjos fotovoltaicos

A Figura 4.16 mostra o rastreamento do ponto de máxima potência dos arranjos fotovoltaicos *PV1* e *PV2* para radiação solar igual a  $1000 \text{ W/m}^2$  e temperatura de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ . Como pode ser observado, a estratégia Perturbação e Observação apresenta uma potência rastreada com erro em regime permanente nos dois arranjos fotovoltaicos, que é uma desvantagem da mesma.

Figura 4.16 – Rastreamento do ponto de máxima potência dos arranjos fotovoltaicos sem variação da radiação solar.



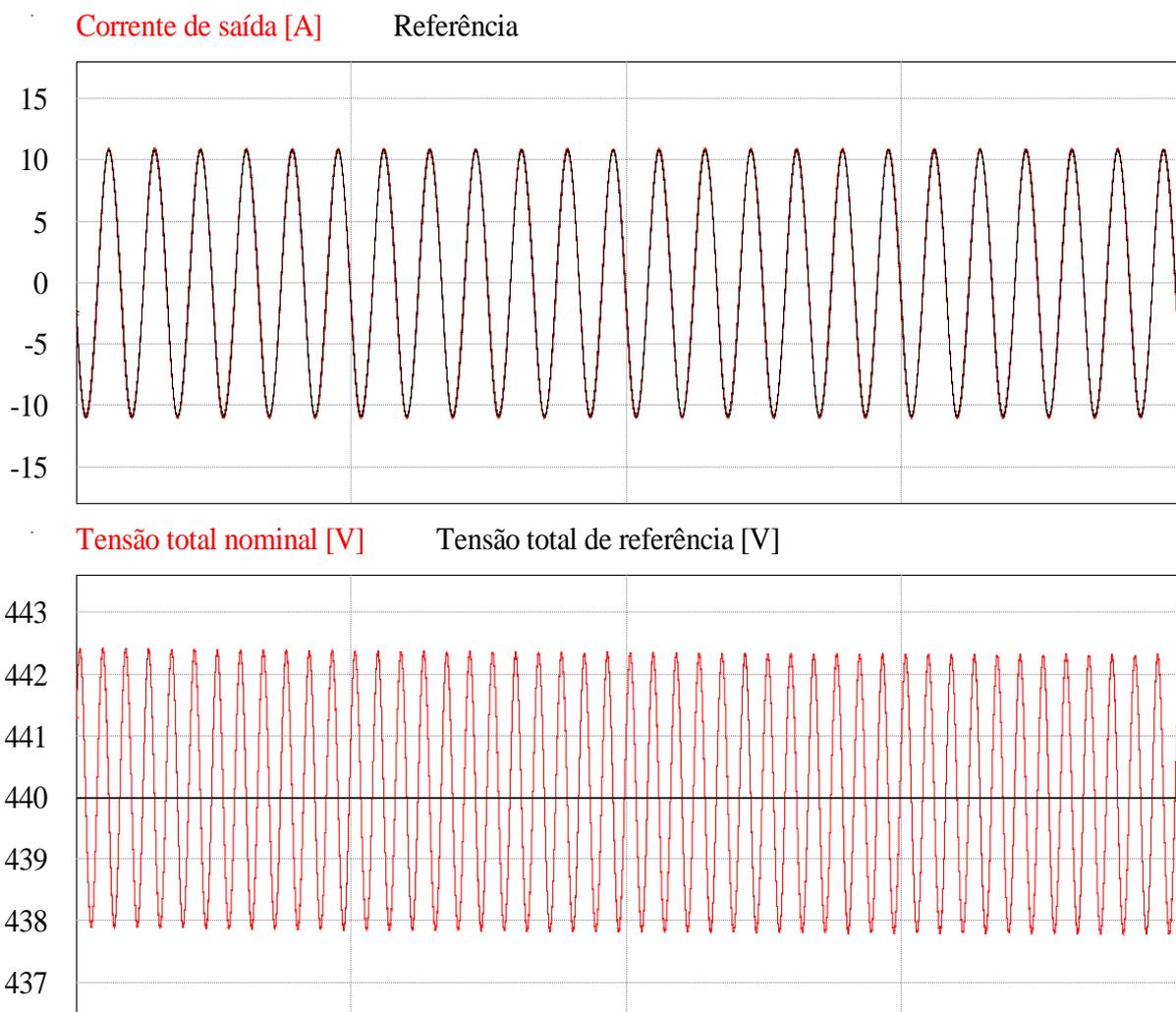
Fonte: Elaborada pelo autor.

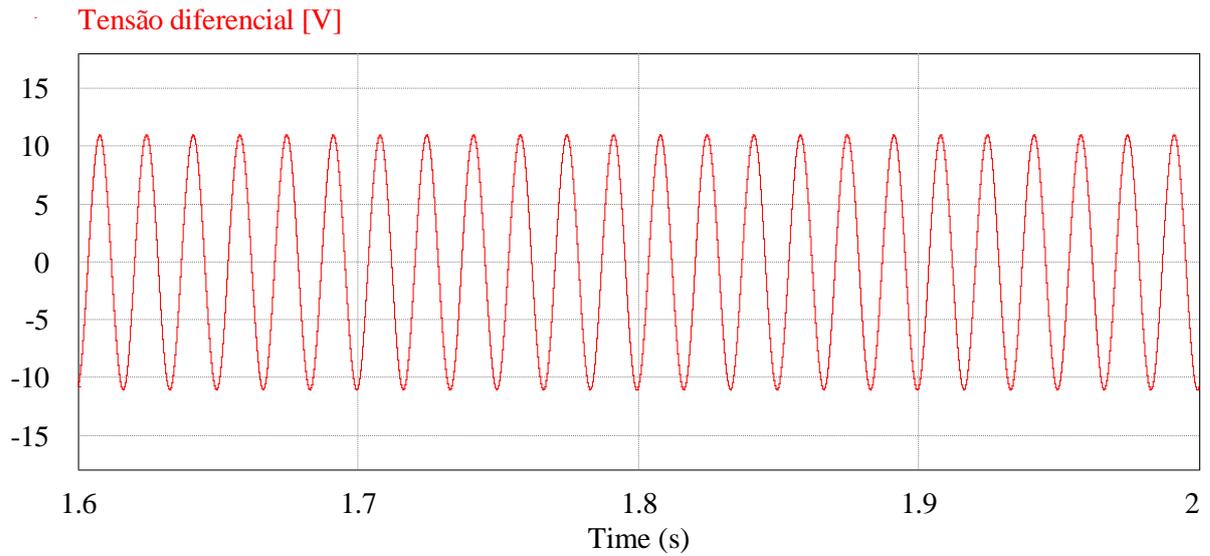
Na Figura 4.17 são demonstrados os valores de pico e as formas de onda das grandezas controladas e comparadas com suas respectivas referências. A tensão diferencial tem apenas uma forma de onda, pois o valor da sua referência é igual a zero.

Observa-se que a corrente de saída possui o mesmo valor de pico e forma de onda da sua referência, enquanto as tensões total e diferencial do barramento CC apresentam valores e forma de onda diferentes de suas referências, porém a média dos valores destas tensões gera um valor aproximado da referência.

Já a Figura 4.18 mostra a forma de onda da tensão de saída, na qual foi atingido o valor nominal de pico, visto que os arranjos fotovoltaicos praticamente geraram a mesma potência.

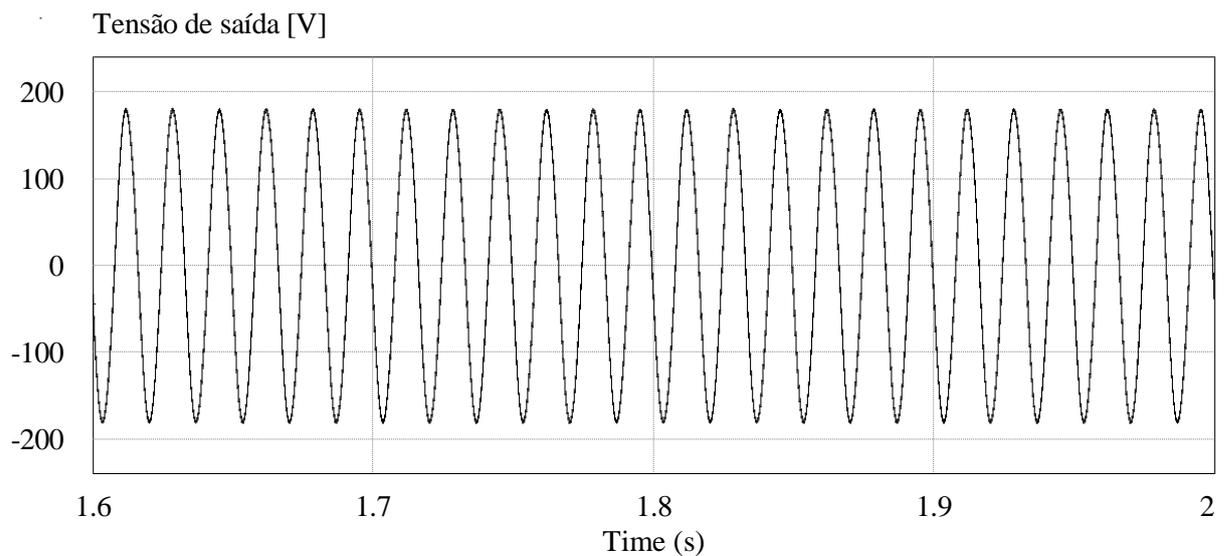
Figura 4.17 – Corrente de saída e tensões total e diferencial do barramento CC sem variação da radiação solar.





Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.18 – Tensão de saída sem variação da radiação solar.



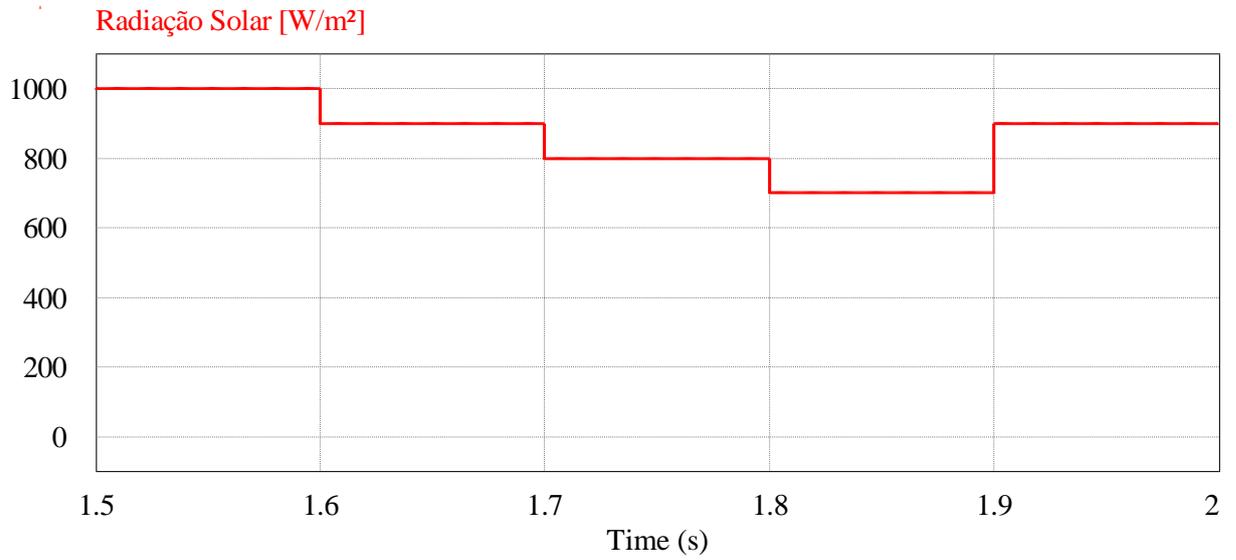
Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.3.2 Simulação com variação da radiação solar dos arranjos fotovoltaicos

Neste caso, para a simulação da topologia completa, a radiação solar dos arranjos fotovoltaicos *PV1* e *PV2* foi alterada conforme a Figura 4.19.

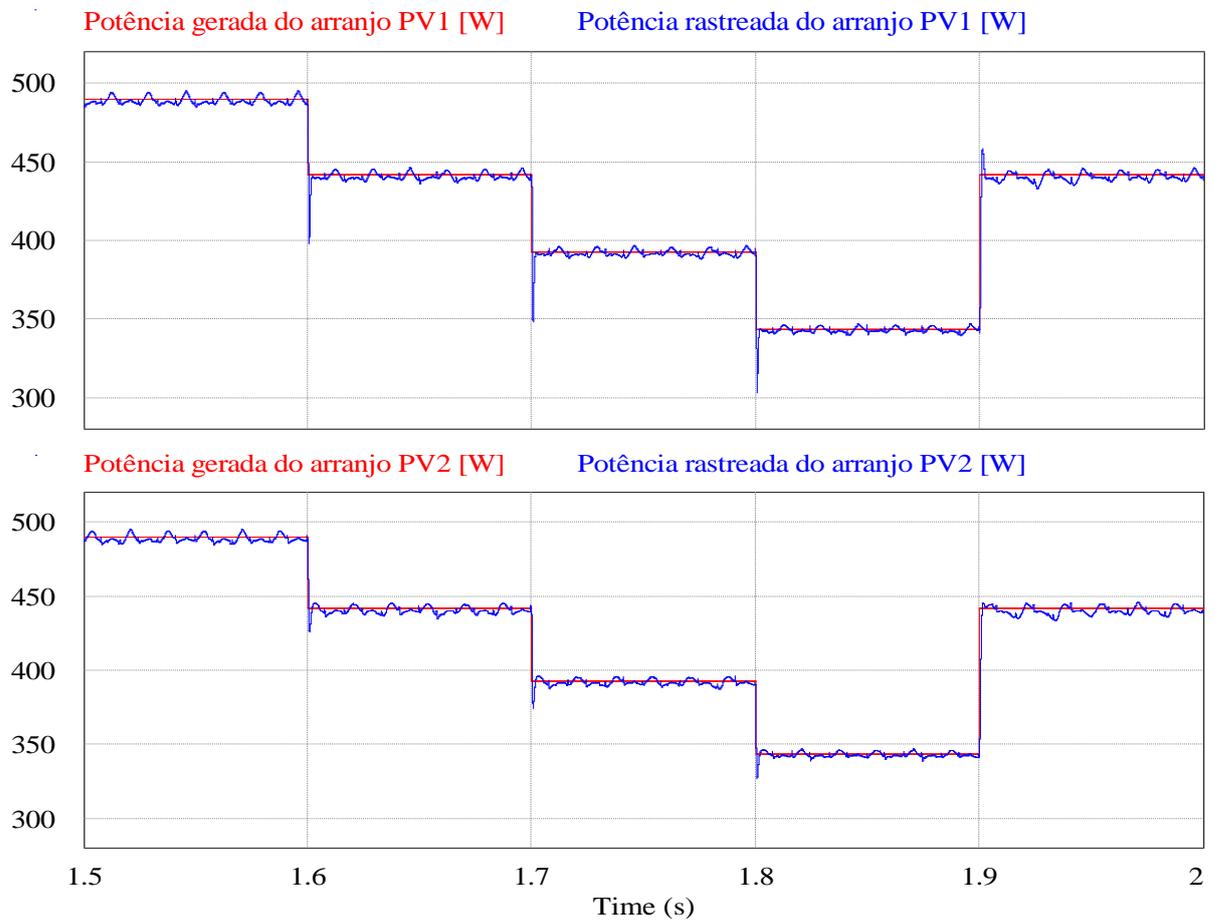
O rastreamento do ponto de máxima potência dos arranjos fotovoltaicos é mostrado na Figura 4.20.

Figura 4.19 – Variação da radiação solar aplicada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.20 – Rastreamento do ponto de máxima potência dos arranjos fotovoltaicos com variação da radiação solar.

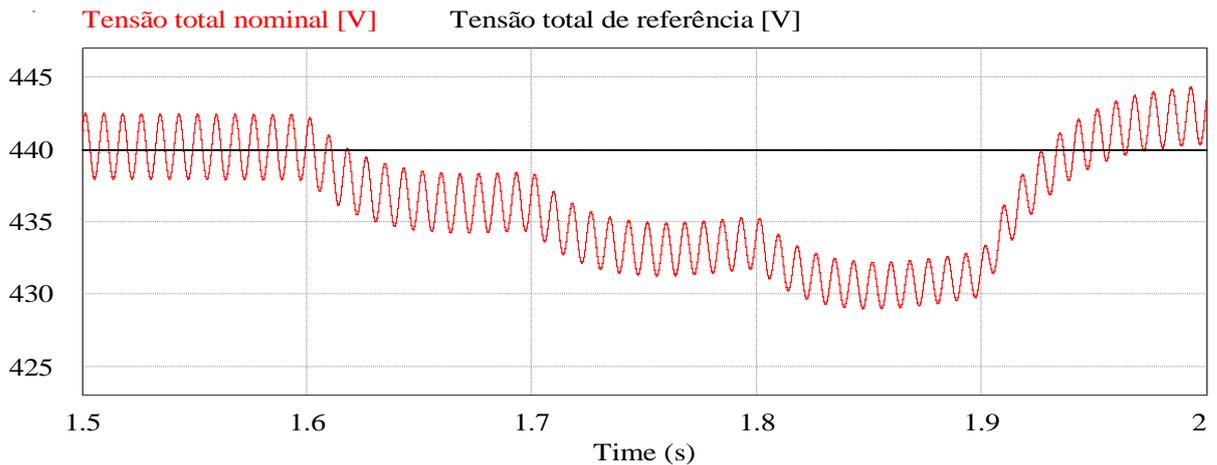


Fonte: Elaborada pelo autor.

Nota-se que os arranjos fotovoltaicos geram a mesma potência e que a técnica Perturbação e Observação ainda apresenta erro em regime permanente, principalmente durante as mudanças de radiação solar, operando fora do ponto de máxima potência devido a sua dinâmica lenta.

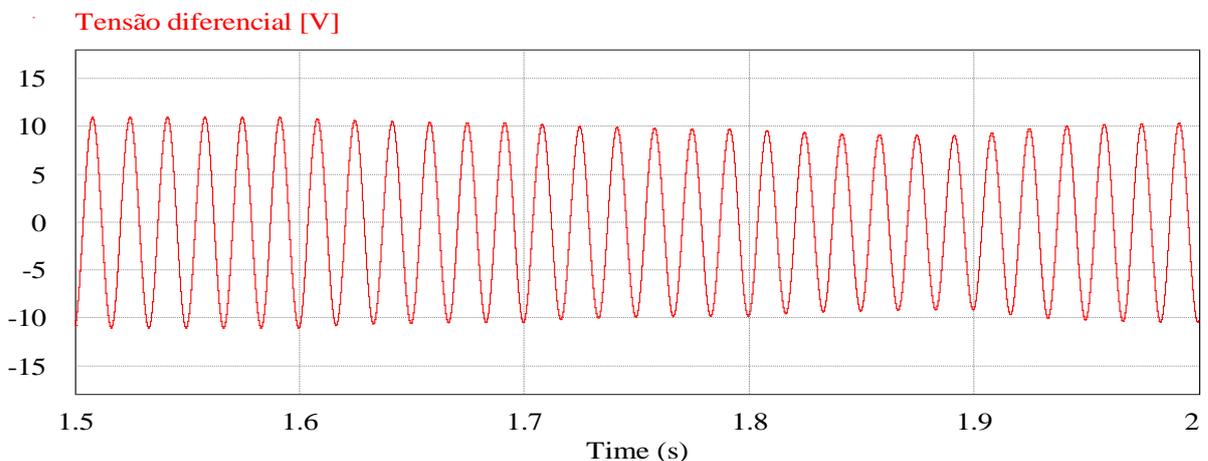
Conforme à ação do controle, as tensões total e diferencial do barramento CC variam proporcionalmente com a alteração da radiação solar, como ilustram a Figura 4.21 e a Figura 4.22. Nota-se que estas tensões se perdem da referência por alguns períodos de tempo e depois começam a se aproximar novamente dos valores nominais. Esse afastamento da referência na ocorrência da variação da radiação solar é relativo à dinâmica lenta das malhas externas de tensão. E o tempo de simulação é considerado curto para demonstrar a recuperação das mesmas.

Figura 4.21 – Tensão total com variação da radiação solar dos arranjos fotovoltaicos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

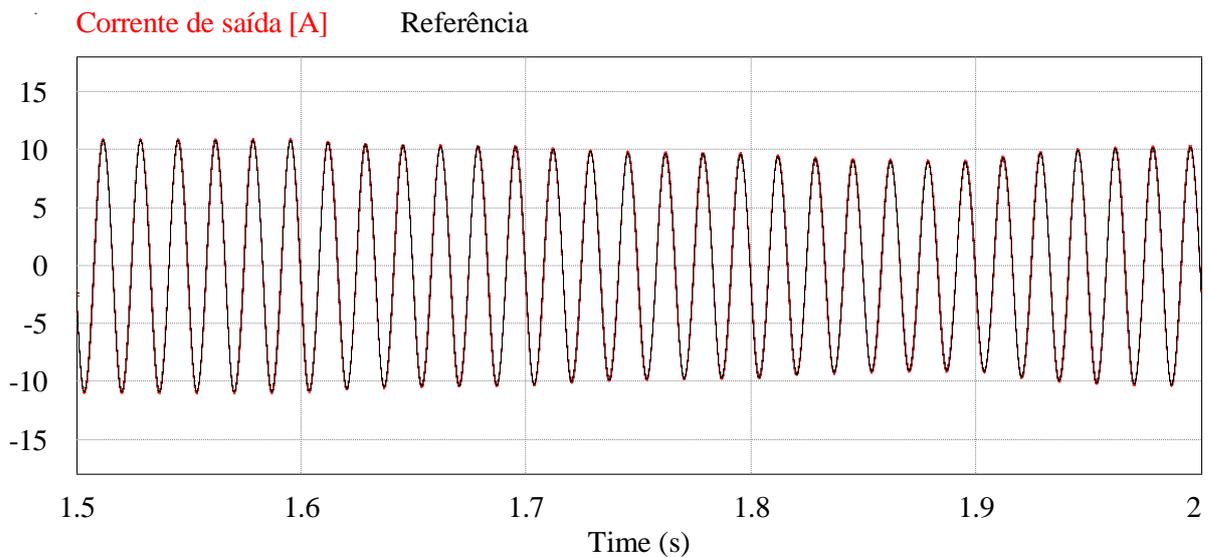
Figura 4.22 – Tensão diferencial com variação da radiação solar dos arranjos fotovoltaicos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

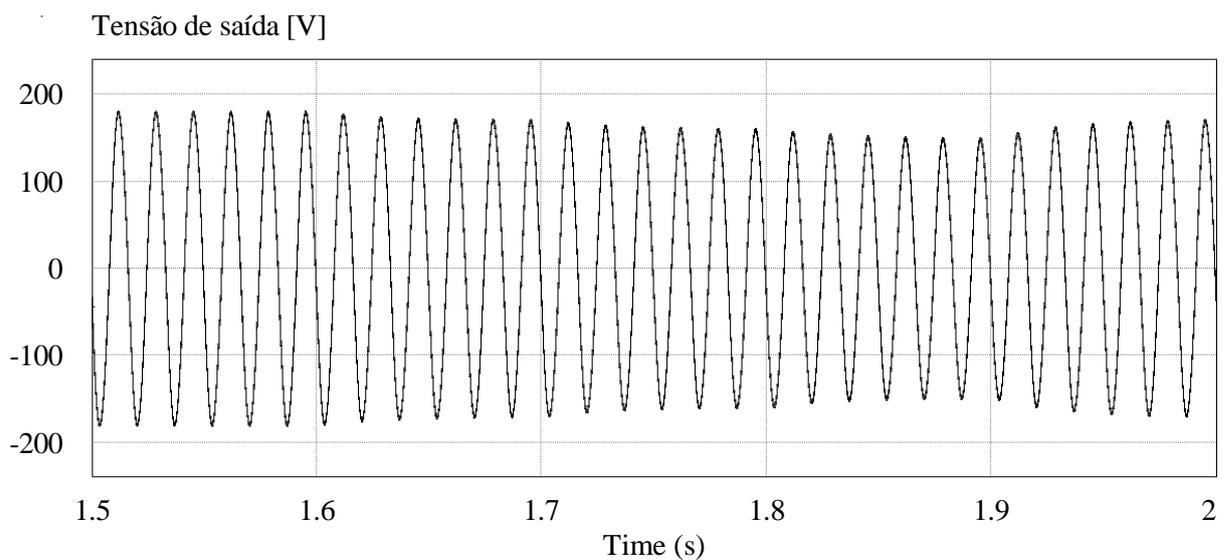
Assim como as tensões do barramento CC, a corrente e a tensão na saída do conversor também variam proporcionalmente de acordo com a mudança de radiação solar tanto para o semiciclo positivo quanto para o semiciclo negativo. Assim, quando a potência dos arranjos reduz, ao mesmo tempo, a corrente e a tensão diminuem para manter o valor da resistência de carga, conforme mostram a Figura 4.23 e a Figura 4.24.

Figura 4.23 – Corrente de saída com variação da radiação solar dos arranjos fotovoltaicos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

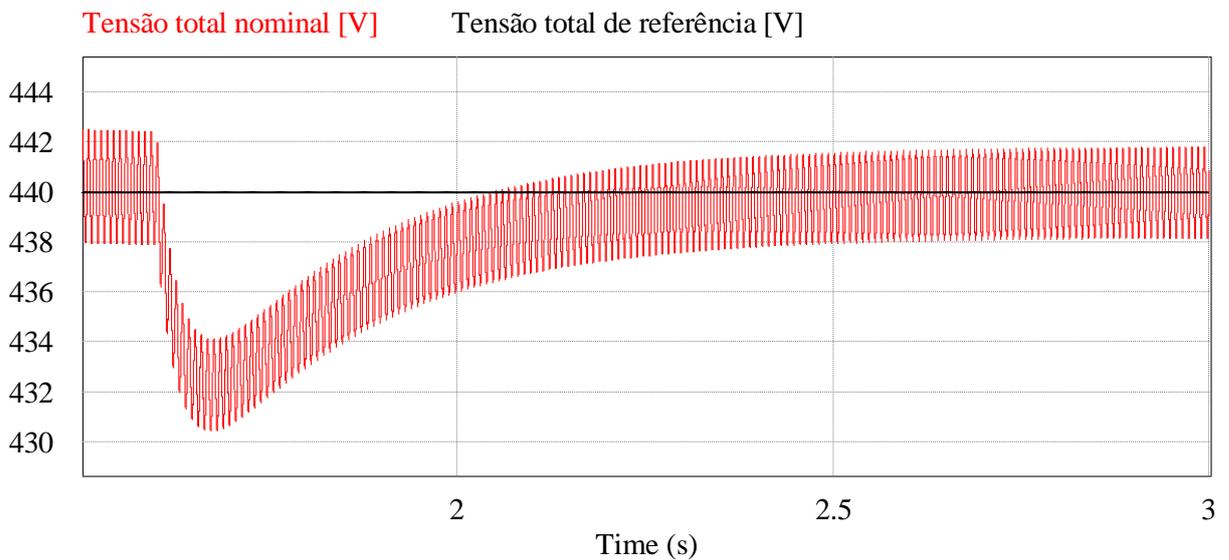
Figura 4.24 – Tensão de saída com variação da radiação solar dos arranjos fotovoltaicos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

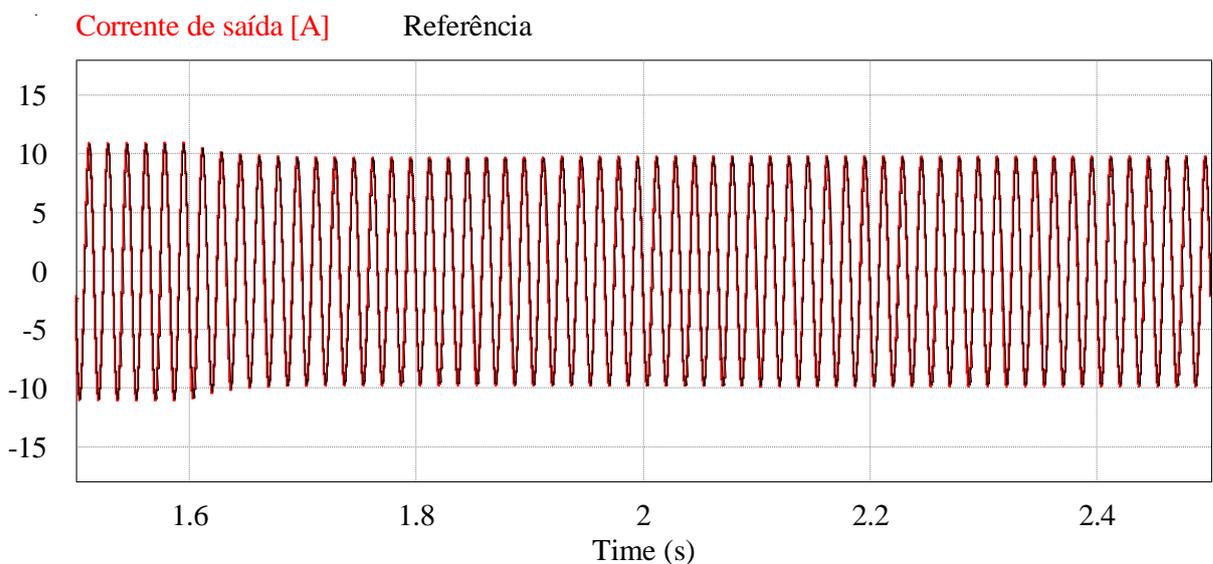
Para mostrar a ação do controle da malha de tensão total e de corrente, simulou-se, para um tempo maior, apenas uma variação de radiação solar, de 1000 para 800 W/m<sup>2</sup>, para ambos os arranjos fotovoltaicos, conforme ilustram a Figura 4.25 e a Figura 4.26

Figura 4.25 – Tensão total com variação da radiação solar de 800 W/m<sup>2</sup> dos arranjos PV.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.26 – Corrente de saída com variação da radiação solar de 800 W/m<sup>2</sup> dos arranjos PV.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Tabela 4.2 apresenta a distorção harmônica total de corrente conforme a variação de radiação solar dos arranjos fotovoltaicos. Observa-se que os valores apresentados, em porcentagem, são inferiores ao limite exigido pela norma, que é de 5 %.

Tabela 4.2 – Distorção harmônica total para a variação da radiação solar dos arranjos PV.

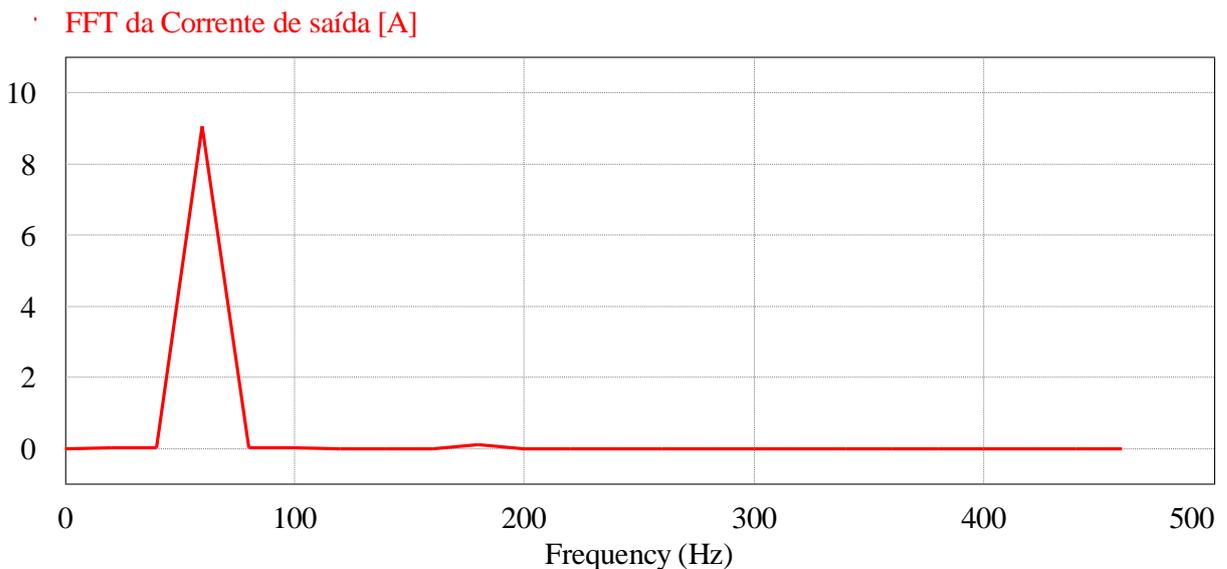
Descrição	Valores			
Radiação Solar PVI (W/m <sup>2</sup> )	1000	900	800	700
Radiação Solar PV2 (W/m <sup>2</sup> )	1000	900	800	700
THD (%)	1,93	1,98	2,05	2,17

Fonte: Elaborada pelo autor.

Já a Figura 4.27 mostra a Transformada Rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*) para o pior caso de variação de radiação solar da Tabela 4.2, cujo valor da distorção harmônica total (THD) é igual a 2,17 %.

Pode-se observar na Figura 4.27, que o sistema apresentou uma componente de terceira harmônica (180 Hz), que foi de 1,11%, estando abaixo do limite de distorção harmônica individual de corrente estabelecido na Tabela 2.5, que é de 4%.

Figura 4.27 – FFT da corrente de saída para a variação da radiação solar dos arranjos PV.

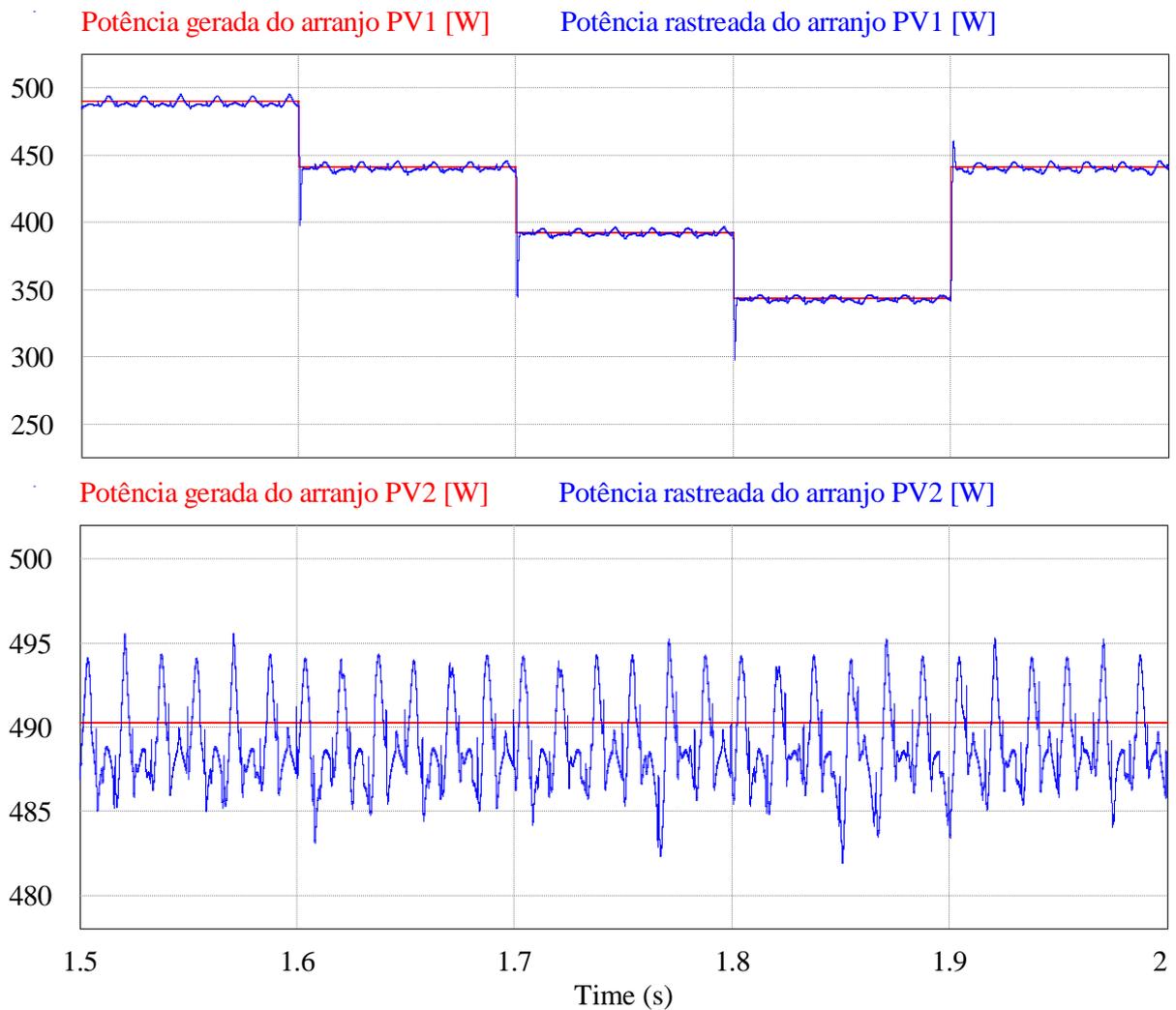


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 4.3.3 Simulação com variação da radiação solar de um dos arranjos fotovoltaicos

Aplicando a variação da radiação solar da Figura 4.19 apenas no arranjo fotovoltaico *PVI*, tem-se o rastreamento do ponto de máxima potência dos arranjos fotovoltaicos mostrado na Figura 4.28. Pode ser notado que os arranjos fotovoltaicos não geram mais a mesma potência e que o método de MPPT continua apresentando, nitidamente, erro em regime permanente.

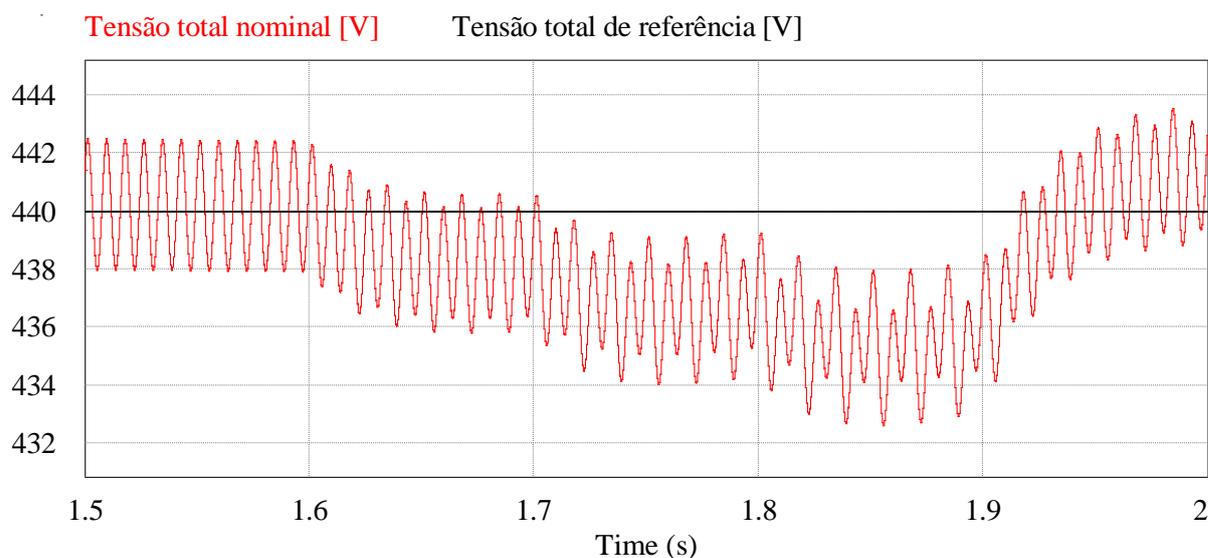
Figura 4.28 – Rastreamento do ponto de máxima potência somente com a variação da radiação solar do arranjo *PVI*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

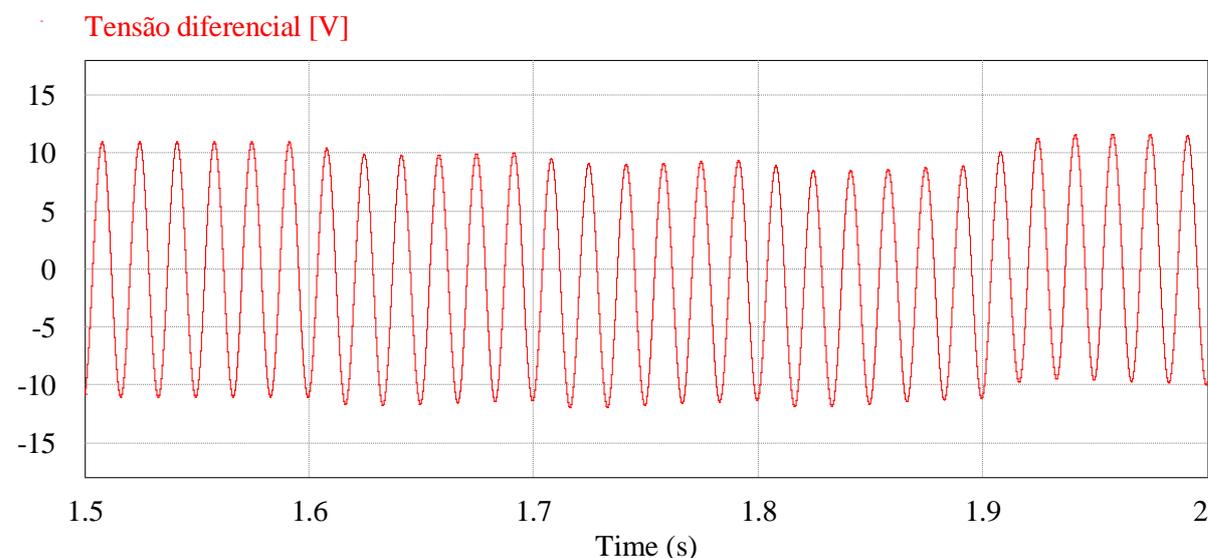
Devido à implementação do controle das malhas externas, as tensões total e diferencial do barramento CC variam com a alteração da radiação solar, entretanto apresentam erro na resposta transitória referente à diferença de potência gerada pelos arranjos fotovoltaicos, conforme demonstram a Figura 4.29 e a Figura 4.30.

Figura 4.29 – Tensão total somente com a variação da radiação solar do arranjo *PV1*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

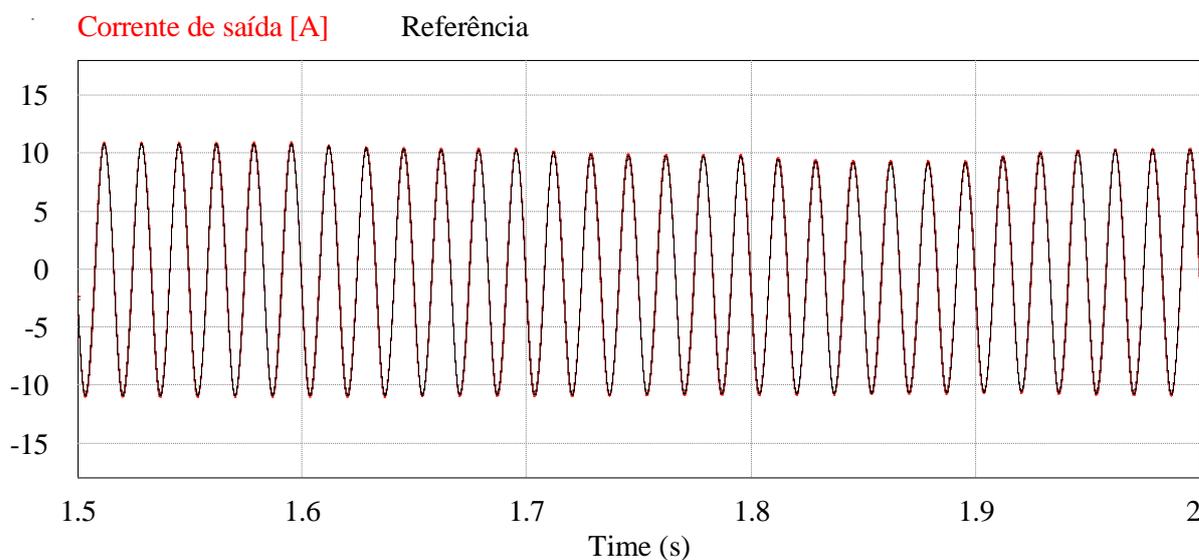
Figura 4.30 – Tensão diferencial somente com a variação da radiação solar do arranjo *PV1*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

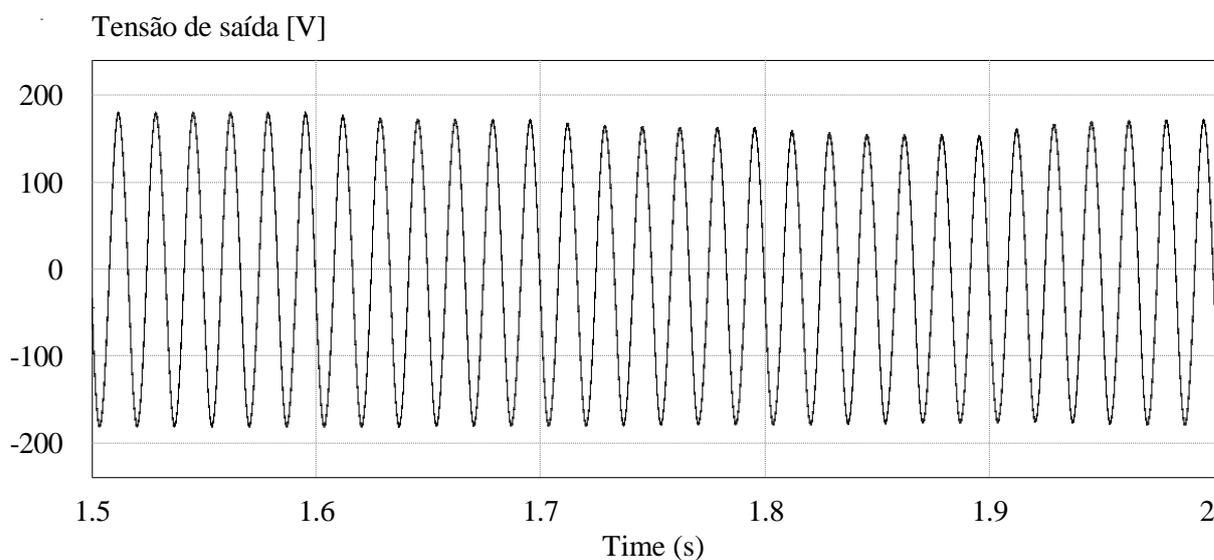
Da mesma forma que as tensões do barramento CC, há também a variação da corrente e da tensão na saída do conversor com a alteração da radiação solar, a fim de manter o valor da resistência de carga. Sendo que para ambas, o semiciclo positivo apresenta valores de pico inferiores em relação ao semiciclo negativo, conforme ilustrado na Figura 4.31 e na Figura 4.32. Dessa forma, se fosse realizada a variação da radiação no arranjo *PV2*, aconteceria o oposto, ou seja, o semiciclo negativo que teria valores de pico inferiores em relação ao semiciclo positivo.

Figura 4.31 – Corrente de saída somente com a variação da radiação solar do arranjo *PVI*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.32 – Tensão de saída somente com a variação da radiação solar do arranjo *PVI*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Tabela 4.3 apresenta a distorção harmônica total de corrente para a variação de radiação solar somente do arranjo *PVI*. Observa-se que os valores, em porcentagem, para a radiação solar de 700 e 800 W/m<sup>2</sup> são superiores ao limite permitido pela norma, que é de 5 %.

Logo, o sistema projetado não atende à norma para estas faixas de radiação.

Tabela 4.3 – Distorção harmônica total para a variação da radiação solar do arranjo *PVI*.

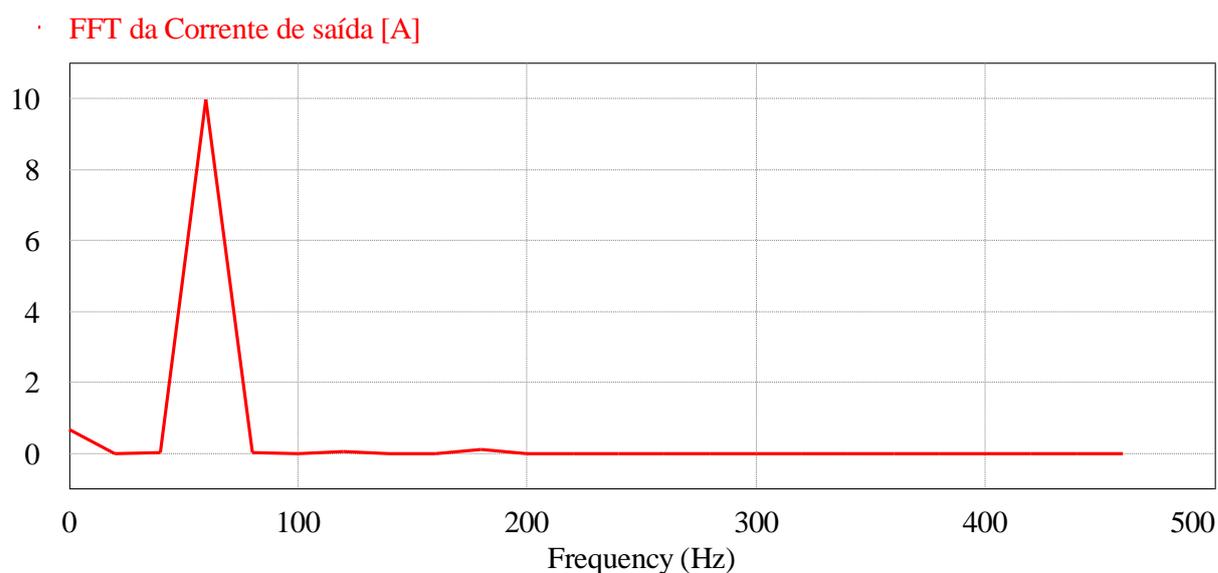
Descrição	Valores			
Radiação Solar <i>PVI</i> (W/m <sup>2</sup> )	1000	900	800	700
Radiação Solar <i>PV2</i> (W/m <sup>2</sup> )	1000	1000	1000	1000
THD (%)	1,93	3,64	6,6	9,97

Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 4.33 mostra a Transformada Rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*) para o pior caso de variação de radiação solar da Tabela 4.3, que possui uma distorção harmônica total (THD) de 9,97 %.

Observa-se na Figura 4.33, que o sistema apresentou as componentes de segunda e terceira harmônica (120 e 180 Hz), de 0,651% e 1,92 %, respectivamente, estando abaixo dos limites individuais de distorção harmônica de corrente estabelecido na Tabela 2.5. No entanto existe uma componente CC de 6,72% em relação à corrente nominal do inversor, sendo 0,5 % o valor máximo permitido pela ABNT.NBR 16149.

Figura 4.33 – FFT da corrente de saída para somente a variação da radiação solar do arranjo *PVI*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou a simulação de um sistema de controle e o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) de um conversor modular formado pelos conversores *boost* e meia-ponte para sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica.

Na primeira simulação, foram demonstradas as validações das funções de transferência dos modelos dinâmicos obtidos para a malha interna de corrente e para as malhas externas de tensão. A validação desses modelos é muito importante para o adequado funcionamento do sistema de controle, pois suas funções de transferência representam as plantas que foram controladas.

A segunda simulação mostrou a operação do sistema de controle sem os arranjos fotovoltaicos e o estágio CC-CC, mas com fontes de tensão constante ou fontes de corrente independentes em paralelo com capacitores para fornecer tensão ao barramento CC do conversor. Pôde-se observar, a partir da aplicação de degraus de carga e na referência do controle, que as tensões total e diferencial e a corrente de saída foram controladas, e dessa forma, apresentaram os valores nominais especificados no projeto.

Por fim, para a simulação da topologia completa, quando não há variação da radiação solar dos arranjos fotovoltaicos ou caso estes possuam a mesma variação de radiação, o sistema de controle opera adequadamente, apresentando os valores nominais da tensão do barramento CC e da corrente e tensão na saída do conversor que foram dimensionados. No entanto, constatou-se que o desequilíbrio causado pela geração desproporcional de potência dos arranjos fotovoltaicos interfere nos valores nominais de pico da tensão e corrente de saída. Pois foi observado que o semiciclo positivo apresentou valores de pico inferiores em relação ao semiciclo negativo com a alteração da radiação solar de um dos arranjos, podendo acontecer o oposto, o semiciclo negativo obter valores de pico inferiores ao semiciclo positivo.

No rastreamento do ponto de máxima potência, a técnica Perturbação e observação (P&O), embora tenha rastreado a potência gerada pelos arranjos fotovoltaicos, demonstrou erro em regime permanente, principalmente durante as variações de radiação solar. Portanto, este método também operou fora do ponto de máxima potência devido a sua dinâmica lenta, que é uma desvantagem deste método. Além disso, é importante ressaltar que a dinâmica lenta das malhas externas de controle de tensão também reduzem o rendimento da estratégia de MPPT.

Para trabalhos futuros são sugeridas simulações para obtenção de distorções harmônicas para outras faixas de variação da radiação solar, bem como solucionar o problema da injeção da componente CC na rede elétrica. Visto que, ao utilizar o conversor modular de tal forma que os painéis tenham a mesma variação de radiação solar, o sistema não apresenta o nível CC.

## REFERÊNCIAS

- [1] EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA – EPE. **Plano Decenal de Expansão de Energia**. Disponível em: <<http://epe.gov.br/>>. Acesso em: 17 de mar. 2018.
- [2] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. **Resolução Normativa nº 482, de 17 de abril de 2012, de microgeração e minigeração distribuídas**. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/>>. Acesso em: 19 mar. 2018.
- [3] MISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA – MME. **Energia Solar no Brasil e Mundo**. Ano de referência 2016, edição 16 nov. 2017. Disponível em: <[www.mme.gov.br/](http://www.mme.gov.br/)>. Acesso em: 20 mar. 2018.
- [4] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS – ABNT. **NBR 16149 primeira edição, de 01 de mar. 2013. Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição**.
- [5] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, Módulo 8, Revisão nº8 – Qualidade da Energia Elétrica**, de 01 de jan. de 2017. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/>>. Acesso em: 22 mar. 2018.
- [6] ZILLES, Roberto et al. **Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica**. São Paulo: Oficina de textos, 2012.
- [7] SILVA, Evandro Pereira da. **Estudo da viabilidade do uso de energia solar fotovoltaica no carregamento de baterias para fins diversos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade de Lavras, Lavras, MG, 2010.
- [8] SHAYANI, Rafael Amaral. **Medição do rendimento global de um sistema fotovoltaico isolado utilizando módulos de 32 células**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade de Brasília, Brasília, DF, 2006.
- [9] CENTRO DE REFERÊNCIA PARA ENERGIA SOLAR E EÓLICA SÉRGIO DE SALVO BRITO (CRESESB). **Tutorial de energia solar: princípios e aplicações**. Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (CEPEL), Rio de Janeiro, 2006. Disponível em: <<http://www.cresesb.cepel.br/>>. Acessado em: 24/04/2018.
- [10] BOYLESTAD R. L.; NASHELSKY L. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 8ª ed. São Paulo: Prentice Hall, 2004.

- [11] GREEN, M. A. et al. **Solar cell efficiency tables (version 41)**. Progress in Photovoltaics: Research and Applications, v. 21, 2013. p. 1-11.
- [12] OLIVEIRA, Fernando Marcos de. **Rastreamento da máxima potência em arranjos fotovoltaicos sob efeito de sombreamento parcial baseado no método de otimização por enxame de partículas**. Dissertação (Mestrado em Engenharia em Elétrica), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, PR, 2015.
- [13] IMHOFF, Johninon. **Desenvolvimento de conversores estáticos para sistemas fotovoltaicos autônomos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2007.
- [14] NEOSOLAR ENERGIA. **Sistemas de energia solar fotovoltaico e seus componentes**. Disponível em <<http://www.neosolar.com.br/aprenda/saiba-mais/sistemas-de-energia-solar-fotovoltaica-e-seus-componentes>>. Acesso em: 26 mar. 2018.
- [15] FURTADO, Arthur Muniz Szpak. **Técnicas de seguimento do ponto de máxima potência para sistemas fotovoltaicos com sombreamento parcial**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Pernambuco, Recife, PE, 2016.
- [16] SOUZA, Karla Keitianne Ferreira de. **Controle da tensão do barramento CC pelo inversor monofásico ponte completa em um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica**. Trabalho de Conclusão de Curso (Título de bacharel em Engenharia Elétrica), Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, PB, 2016.
- [17] FARIAS, A. M. **Técnicas de modulação para inversores fotovoltaicos sem transformador conectados à rede elétrica**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Pernambuco, Recife, PE, 2011.
- [18] MOHAN, Ned. **Power Electronics: A first course**, John Wiley & Sons, 2012.
- [19] RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. Makron Books, 2013.
- [20] Meira, Marcos Cavalcante et al. **Análise comparativa de conversores não isolados CC-CC operando em modo de condução contínuo**. VII Congresso de Pesquisa e Inovação da Rede Norte e Nordeste de Educação Tecnológica: VII CONNEPI, Palmas, Tocantins, 2012.

- [21] BRITO, M. A. G. et al. Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 60, n. 3, p. 1156-1167, 2013.
- [22] SALAS, V. et al. **Review of the maximum power point tracking algorithms for standalone photovoltaic systems**. Solar Energy Materials and Solar Cells. Amsterdã, v. 90, n. 11, p. 1555-1578, 2006.
- [23] LOBATO, Salatiel de Castro. **Análise comparativa entre as principais técnicas de MPPT com foco experimental**. Trabalho de Conclusão de Curso (Título de bacharel em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, 2015.
- [24] RODRIGUES, Álvaro Jorge. **Estudo comparativo de estratégias de controle para inversores de fontes ininterruptas de energia**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, 2010.
- [25] NISE, Norman S. **Engenharia de sistemas de controle**. Editora LTC, 5ª Ed., 2009.
- [26] BEZERRA, Pedro André Martins et al. **Comparação de um controlador PI digital e um controlador preditivo modificado para um inversor fotovoltaico de 700 W interligado à rede elétrica**. Universidade Federal do Ceará, Departamento de Engenharia Elétrica, Revista Brasileira de Energia Solar, Ano 2, v. 2, n. 2, p. 105-116, 2011.
- [27] TAKIUT, Elizeu Silva. **Análise comparativa de controladores para full-bridge**. Trabalho de Conclusão de Curso (Título de bacharel em Engenharia Elétrica), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campo Mourão, PR, 2015.
- [28] OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 2ª edição, Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil Ltda, 1993.
- [29] ERICKSON R.W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of power electronics**. 2ª Ed., Colorado, Kluwer Academics Publishers, 2001.
- [30] DATASHEET. **Painel solar KD245GH-4FB da Kyocera**. Disponível em: <<http://www.solarconvert.com.br/images/Produtos/KD245GH-4FB.pdf>>. Acesso em: 20 mar. 2018.
- [31] NODARI, Luís Mariano. **Sistema de controle digital com rápida resposta transitória para um retificador monofásico meia-ponte**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, SC, 2011.