

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONEXÃO DE CONVERSORES CC-CC EM SÉRIE PARA REDUÇÃO
DO EFEITO DE SOMBREAMENTO EM ARRANJOS
FOTOVOLTAICOS**

Nome: Kleber José de Moura Junior	Código: 1062344
Telefone: (43)9902-6114	E-mail: kleber_jmj@hotmail.com
Orientador: Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva E-mail do orientador: augus@utfpr.edu.br	
<hr/>	

**CORNÉLIO PROCÓPIO
JUN/2015**

KLEBER JOSÉ DE MOURA JUNIOR

**CONEXÃO DE CONVERSORES CC-CC EM SÉRIE PARA REDUÇÃO
DO EFEITO DE SOMBREAMENTO EM ARRANJOS
FOTOVOLTAICOS**

Proposta para Trabalho de Conclusão de
Curso do Curso de Engenharia Elétrica da
Universidade Tecnológica Federal do
Paraná.

Orientador: Dr. Sérgio Augusto Oliveira da
Silva

CORNÉLIO PROCÓPIO
JUN/2015



Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Cornélio Procópio
Departamento de Engenharia Elétrica
Curso de Engenharia Elétrica



FOLHA DE APROVAÇÃO

Kleber José de Moura Junior

Conexão de conversores CC-CC em série para redução do efeito de sombreamento em arranjos fotovoltaicos

Trabalho de conclusão de curso apresentado às 10:30hs do dia 09/06/2015 como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista no programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. O candidato foi arguido pela Banca Avaliadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Avaliadora considerou o trabalho aprovado.

Prof(a). Dr(a). Sergio Augusto Oliveira da Silva - Presidente (Orientador)

Prof(a). Dr(a). Leonardo Poltronieri Sampaio - (Membro)

Prof(a). Dr(a). Fábio Renan Durand - (Membro)

RESUMO

MOURA JUNIOR, Kleber José de. **Conexão de conversores CC-CC em série para redução do efeito de sombreamento em arranjos fotovoltaicos**. Trabalho de conclusão de curso – Curso Superior de Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2015.

Este trabalho apresenta uma estratégia de controle com o objetivo de supervisionar o comportamento da topologia de conversores CC-CC em série, a fim de otimizar a extração de potência dos geradores fotovoltaicos, independente de variações climáticas. O sistema proposto é constituído por três arranjos fotovoltaicos independentes, conectados cada um deles a conversores CC-CC *Boost* em série, com o intuito de reduzir o efeito de sombreamentos ocasionados por variações atmosféricas. O máximo aproveitamento da energia elétrica disponível de arranjo fotovoltaico é obtido através de técnicas de rastreamento da máxima potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*). Entretanto, sob um desbalanceamento significativo de radiação presentes nos arranjos, pode ocorrer uma violação de tensão admissível em um dos conversores CC-CC da topologia abordada. Desta forma, há a necessidade de uma estratégia de controle que detecte e delimite as restrições impostas e garanta a máxima extração de potência disponível nos arranjos fotovoltaicos. O projeto é efetuado nos softwares MATLAB® e PSIM®, a fim de verificar e validar o controle proposto e a topologia de conversores CC-CC em série.

Palavras-chave: Painel fotovoltaico. Sombreamento parcial. Topologia de conversores CC-CC em série. *Maximum Power Point Tracking (MPPT)*.

ABSTRACT

MOURA JUNIOR, Kleber José de. **Conexão de conversores CC-CC em série para redução do efeito de sombreamento em arranjos fotovoltaicos**. Trabalho de conclusão de curso – Curso Superior de Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2015.

This paper presents a control strategy to supervise the DC-DC converter behavior in serial topology in order to optimize the extraction of photovoltaic power generators independent of climatic variations. The proposed system consists of three independent PV arrays each connected to boost DC-DC converters in series to reduce the effect of shadows caused by atmospheric changes. The maximum use of the power available from PV array is achieved through maximum power tracking techniques (MPPT - Maximum Power Point Tracking). However, in a significant imbalance of radiation present in arrangements, there may be a violation of allowable stress in one of the DC-DC converters addressed topology. Thus, there is a need for control strategy to detect and define the restrictions and ensure maximum extraction power available by the photovoltaic arrays. The project is performed in MATLAB® and PSIM® software in order to verify and validate the proposed control and the DC-DC converter topology in series.

Keywords: Photovoltaic. Partial shading. Topology DC-DC converters in series. *Maximum Power Point Tracking (MPPT)*.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Painel fotovoltaico. Fonte: Sunmodule.....	17
Figura 2.2 - Circuito equivalente da célula fotovoltaica.....	18
Figura 2.3 - Curvas características do PV sem sombreamento parcial, (a) corrente por tensão e (b) potência por tensão.	19
Figura 2.4 - Curva característica P-V (potência-tensão) do arranjo PV sob efeito de sombreamento parcial.....	20
Figura 2.5 - Configuração centralizada de único estágio (a) e configuração centralizada de múltiplos estágios (b).	23
Figura 2.6 - Configuração centralizada multi-string.....	24
Figura 3.1 - Fluxograma P&O.	30
Figura 3.2 - Algoritmo ESC.....	31
Figura 3.3 - Fluxograma do algoritmo IC.....	33
Figura 3.4 - Diagrama do supervisor.	34
Figura 4.1 - Conversor Boost.....	38
Figura 4.2 - Conversor Boost com a chave MOSFET em condução.....	39
Figura 4.3 - Inversor Full-Bridge.....	41
Figura 4.4 - Modulação de três níveis.....	43
Figura 4.5 - Diagrama de bloco AF- $\alpha\beta$ -pPLL.....	44
Figura 4.6 - Conversor utilizado na topologia de conversores CC-CC em série.....	47
Figura 4.7 - Conversor utilizado na topologia de conversores CC-CC em série, quando a chave está aberta (a) e fechada (b).....	47
Figura 4.8 - Diagrama de bloco do controle da malha de corrente do Boost.....	52
Figura 4.9 - Diagrama de bloco do controle da malha de tensão do Boost.....	53
Figura 4.10 - Diagrama de bloco do controle da malha de tensão do Boost operando em OVL.....	54
Figura 4.11 - Inversor Full-Bridge.....	55
Figura 4.12 - Etapas de funcionamento do inversor.....	56
Figura 4.13 - Diagrama de bloco do controle da malha de corrente do inversor Full-Bridge.....	59
Figura 4.14 - Diagrama de bloco do controle da malha de tensão do Full-Bridge.....	61
Figura 4.15 - Conversores CC-CC em série para redução do efeito de sombreamento em arranjos fotovoltaicos.....	65
Figura 5.1 - Curvas características I-V (a) e P-V (b) do painel modelo Sunmodule SW 245 da Solarworld.....	68
Figura 5.2 - Curvas características I-V (a) e P-V (b) da associação em série dos painéis do modelo Sunmodule SW 245 da Solarworld.....	69
Figura 5.3 - Diagrama de Bode sem o controlador PI.....	71
Figura 5.4 - Diagrama de Bode com o controlador PI.....	72
Figura 5.5 - Resposta ao degrau da função transferência da malha de corrente com o compensador PI.....	72
Figura 5.6 - Diagrama de Bode sem o controlador PI.....	74
Figura 5.7 - Diagrama de Bode com o controlador PI.....	74
Figura 5.8 - Resposta ao degrau da função transferência da malha de corrente com o compensador PI.....	75
Figura 5.9 - Diagrama de Bode sem o controlador PI.....	77

Figura 5.10 - Diagrama de Bode com o controlador PI.....	77
Figura 5.11 - Diagrama de bode sem o compensador PI.....	79
Figura 5.12 - Diagrama de bode com compensador PI.....	79
Figura 5.13 - Diagrama de Bode sem o controlador PI.....	81
Figura 5.14 - Diagrama de Bode com o controlador PI.....	81
Figura 5.15 - Resposta ao degrau da função transferência da malha de corrente com o compensador PI.....	82
Figura 5.16 - Diagrama de Bode sem o controlador PI.....	83
Figura 5.17 - Diagrama de Bode com o controlador PI.....	84
Figura 5.18 - Resposta ao degrau da função transferência da malha de corrente com o compensador PI.....	84
Figura 5.19 - Variação de radiação no string.....	85
Figura 5.20 - Resposta de potência do algoritmo ESC.....	86
Figura 5.21 - Resposta de potência do algoritmo IC.....	87
Figura 5.22 - Resposta de potência do algoritmo P&O.....	87
Figura 5.23 - Variações da radiação no string 1 (a), 2 (b) e 3 (c).....	90
Figura 5.24 - Resposta de potência do no string 1 usando o método ESC.....	91
Figura 5.25 - Resposta de potência do no string 1 usando o método IC.....	91
Figura 5.26 - Resposta de potência do no string 1 usando o método P&O.....	92
Figura 5.27 - Resposta de potência do no string 2 usando o método ESC.....	92
Figura 5.28 - Resposta de potência do no string 2 usando o método IC.....	93
Figura 5.29 - Resposta de potência do no string 2 usando o método P&O.....	93
Figura 5.30 - Resposta de potência do no string 3 usando o método ESC.....	94
Figura 5.31 - Resposta de potência do no string 3 usando o método IC.....	94
Figura 5.32 - Resposta de potência do no string 3 usando o método P&O.....	95
Figura 5.33 - Tensões de saídas dos conversores CC-CC sob variações da radiação nos strings utilizando o algoritmo ESC.....	96
Figura 5.34 - Tensões de saídas dos conversores CC-CC sob variações da radiação nos strings utilizando o algoritmo IC.....	96
Figura 5.35 - Tensões de saídas dos conversores CC-CC sob variações da radiação nos strings utilizando o algoritmo P&O.....	97
Figura 5.36 - Tensão do barramento CC sob variação de radiação nos strings utilizando o método ESC.....	98
Figura 5.37 - Tensão do barramento CC sob variação de radiação nos strings utilizando o método IC.....	98
Figura 5.38 - Tensão do barramento CC sob variação de radiação nos strings utilizando o método P&O.....	99
Figura 5.39 - Corrente injetada pelo sistema na rede elétrica sob variações da radiação nos strings utilizando o método ESC.....	99
Figura 5.40 - Corrente injetada pelo sistema na rede elétrica sob variações da radiação nos strings utilizando o método IC.....	100
Figura 5.41 - Corrente injetada pelo sistema na rede elétrica sob variações da radiação nos strings utilizando o método P&O.....	100
Figura 5.42 - Resposta de potência da topologia centralizada de múltiplos estágios.....	102
Figura 5.43 - Resposta de potência da topologia de conversores CC-CC em série.....	103

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1 - Características do painel modelo Sunmodule SW 245 da Solarworld.	68
Tabela 5.2 - Parâmetros de simulação.	69
Tabela 5.3 - Valores de projeto dos controladores da malha de corrente operando em MPPT.	71
Tabela 5.4 - Ganhos dos controladores PI da malha de corrente.	73
Tabela 5.5 - Valores de projeto dos controladores da malha de tensão operando em MPPT.	73
Tabela 5.6 - Ganhos dos controladores PI da malha de tensão.	75
Tabela 5.7 - Valores de projeto dos controladores da malha de corrente operando em OVL.	76
Tabela 5.8 - Ganhos dos controladores PI da malha de tensão.	78
Tabela 5.9 - Valores de projeto dos controladores da malha de tensão operando em OVL.	78
Tabela 5.10 - Ganhos dos controladores PI da malha de tensão.	80
Tabela 5.11 - Valores de projeto dos controladores da malha de corrente do inversor.	80
Tabela 5.12 - Ganhos dos controladores PI da malha de corrente.	82
Tabela 5.13 - Valores de projeto dos controladores da malha de corrente do inversor.	83
Tabela 5.14 - Ganhos dos controladores PI da malha de corrente.	85
Tabela 5.15 - Resposta de potência dos algoritmos de MPPT para respectivas radiações.	88
Tabela 5.16 - Fatores de rastreamentos dos algoritmos de MPPT para respectivas radiações.	88
Tabela 5.17 - Fator médio de rastreamento do ponto ótimo.	88
Tabela 5.18 - Parâmetros de radiação na topologia de conversores CC-CC em série.	101
Tabela 5.19 - Parâmetros de radiação na topologia de centralizada de múltiplos estágios.	101

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	10
1.1. PROBLEMA.....	12
1.2. JUSTIFICATIVA	13
1.3. OBJETIVOS	14
1.3.1. Objetivo Geral	14
1.3.2. Objetivos Específicos.....	14
1.4. MÉTODO DE PESQUISA	15
1.5. ESTRUTURA DO DOCUMENTO.....	16
2. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	17
2.1. INTRODUÇÃO	17
2.2. PAINEL FOTOVOLTAICO	18
2.3. TOPOLOGIAS DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.....	21
2.3.1. Configuração Centralizada.....	22
2.3.2. Configuração Centralizada <i>Multi-String</i>	23
2.4. CONCLUSÃO	26
3. TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA E O ALGORITMO SUPERVISOR	28
3.1. INTRODUÇÃO	28
3.2. TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA	29
3.2.1 Perturbação e observação (P&O)	29
3.2.2 Extremum seeking control (ESC)	30
3.2.3. Condutância incremental (IC)	32
3.3. ALGORITMO SUPERVISOR	34
3.4. CONCLUSÃO	35
4. TOPOLOGIA DE CONVERSORES CC-CC EM SÉRIE PARA REDUÇÃO DO EFEITO DE SOMBREAMENTO	37
4.1. INTRODUÇÃO	37
4.2. CONVERSOR <i>BOOST</i>	37
4.2.1. Dimensionamento dos elementos passivos do conversor <i>Boost</i>	38
4.3. CONVERSOR MONOFÁSICO <i>FULL-BRIDGE</i>	41
4.4. MODULAÇÃO DE TRÊS NÍVEIS	42

4.5. SISTEMA <i>PHASE-LOCKED LOOP</i> (PLL)	43
4.6. MODELAGEM CA DE PEQUENOS SINAIS ATRAVÉS DA TÉCNICA DE EQUAÇÕES MÉDIAS	46
4.6.1. Obtenção das equações médias para o conversor CC-CC <i>Boost</i>	46
4.6.2. Perturbação e linearização do conversor <i>Boost</i>	49
4.6.3. Função transferência $G_{id}(s)$ do conversor <i>Boost</i>	52
4.6.4. Função transferência $G_{vi}(s)$ do conversor <i>Boost</i>	53
4.6.5. Obtenção das equações médias para o inversor CC-CA <i>Full-Bridge</i>	55
4.6.6. Perturbação e linearização do inversor <i>Full-Bridge</i>	57
4.6.7. Função transferência $G_{id}(s)$ do inversor <i>Full-Bridge</i>	59
4.6.8. Função transferência $G_{vi}(s)$ do inversor <i>Full-Bridge</i>	60
4.7. CONTROLADOR PI	63
4.8. CONVERSORES CC-CC EM SÉRIE PARA REDUÇÃO DO EFEITO DE SOMBREAMENTO EM ARRANJOS FOTOVOLTAICOS	65
4.9. CONCLUSÃO	66
5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	67
5.1. INTRODUÇÃO	67
5.2. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	67
5.3. PROJETO DOS CONTROLADORES	70
5.3.1. Projeto do controlador de corrente do <i>Boost</i> operando em MPPT	70
5.3.2. Projeto do controlador de tensão do <i>Boost</i> operando em MPPT	73
5.3.3. Projeto do controlador de corrente do <i>Boost</i> operando em OVL	75
5.3.4. Projeto do controlador de tensão do <i>Boost</i> operando em OVL	78
5.3.5. Projeto do controlador de corrente do inversor <i>Full-Bridge</i>	80
5.3.6. Projeto do controlador de tensão do inversor <i>Full-Bridge</i>	82
5.4. ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS ALGORITMOS DE MPPT	85
5.5. ANÁLISE DA TOPOLOGIA ABORDADA QUANDO SUBMETIDO À VARIAÇÃO DE RADIAÇÃO	89
5.6. ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS TOPOLOGIAS	100
5.7. CONCLUSÃO	103
6. CONCLUSÃO	105
REFERÊNCIAS	107

1. INTRODUÇÃO

Com a crescente demanda energética e com a preocupação social, ambiental e econômica, tornou-se necessário a utilização de fontes de energia renovável, limpa e praticamente inesgotável. Este cenário ampliou a busca e pesquisa sobre a utilização de fontes renováveis alternativas para a obtenção de energia elétrica. A energia solar dentre as energias renováveis existentes destaca-se por ser uma fonte de energia abundante e acessível, tornando-a uma fonte viável e confiável na geração de energia elétrica residencial, híbrida e até mesmo conectada à rede elétrica (RAJENDRA; et al., 2006, VIJAYAKUMAR; et al., 2012).

Os painéis fotovoltaicos (PV - *Photovoltaic*) são compostos por células fotovoltaicas (CPV), os quais são responsáveis pela conversão da energia solar em energia elétrica, onde sua eficiência depende das características construtivas e das condições ambientais, tais como temperatura e radiação solar. O painel PV possui duas curvas características não lineares I-V (corrente-tensão) e P-V (potência-tensão). Como descrito em (CASARO; MARTINS, 2008), a corrente de curto circuito no PV é linearmente proporcional à radiação solar, portanto, a corrente do PV diminui devido ao decréscimo da radiação solar, porém a tensão aumenta logaritmicamente. Para o aumento de temperatura, há um decréscimo significativo na tensão do PV e CPV um leve acréscimo na corrente.

Segundo Lindgren (1999), os sistemas de conversão fotovoltaica podem ser classificados em dois termos de topologia, centralizada e descentralizada. Na configuração centralizada, o arranjo PV é acoplado a um conversor elevador CC-CC ligado em série com um inversor, o qual é responsável pela transferência de potência à rede elétrica. O sistema fotovoltaico descentralizado é composto por arranjos fotovoltaicos independentes conectados cada um deles a conversores elevadores CC-CC, os quais são interligados em série a um inversor. Para maior eficiência do sistema, é necessário um controle que possibilita uma extração máxima do sistema PV.

Com o aumento da utilização de sistemas fotovoltaicos, o alto custo de implementação e a baixa conversão de energia solar em elétrica, impactou na exploração de técnicas/métodos de controle automático e processamento da informação para a

otimização da performance dinâmica do sistema, a fim de ter maior reação a distúrbios na fonte primária (BRATCU et al., 2011). Desta forma, é necessário a implementação de técnicas de rastreamento de máxima potência para um arranjo fotovoltaico, sendo conhecida como MPPT (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*), a qual tem finalidade de buscar o máximo aproveitamento do painel fotovoltaico em determinada condição. Na literatura, são apresentados diversos estudos a fim de otimizar as técnicas de MPPT, como descrito em (BRITO et al., 2011).

As técnicas de busca do ponto de máxima potência (MPP – *Maximum Power Point*) em arranjos fotovoltaicos onde a radiação solar é igual a todos os módulos, estão bem difundidas na literatura. Entretanto, sob forte desbalanceamento de radiação solar, os principais algoritmos de MPPT não são capazes de extrair a máxima potência do arranjo PV, devido a múltiplos MPPs presentes na curva característica do arranjo, possibilitando que o algoritmo fique preso a um máximo local, diminuindo a eficiência do sistema. Este trabalho apresenta uma estratégia de controle para a topologia de sistemas fotovoltaicos centralizados para redução do efeito de sombreamento parcial em arranjos PV. A vantagem da topologia abordada é a possibilidade de realizar MPPT por arranjo PV, proporcionando maior autonomia ao conversor CC-CC, conseqüentemente aumentando a eficiência do sistema.

Os conceitos abordados para a concepção da topologia estudada serão apresentados neste trabalho.

1.1. PROBLEMA

Como citado anteriormente, a potência de saída do painel fotovoltaico depende de suas características construtivas e ambientais, o qual possui curvas características não lineares. Em determinadas condições a potência fornecida por um painel PV é insuficiente para suprir uma dada aplicação, assim os painéis podem ser associados em série e/ou paralelo, formando um arranjo PV. Um arranjo fotovoltaico sob radiação constante, possui apenas um máximo global, entretanto sob forte desbalanceamento de radiação solar o mesmo pode apresentar diversos máximos locais e um máximo global.

O efeito de sombreamento parcial no sistema PV, pode resultar em uma extração de potência abaixo da potência disponível do arranjo fotovoltaico, diminuindo sua eficiência. Técnicas convencionais de MPPT não são capazes de extrair a máxima potência nominal disponível no arranjo fotovoltaico sob forte desbalanceamento de radiação, devido aos múltiplos máximos locais e um máximo global presente na curva característica fotovoltaica, possibilitando que o algoritmo MPPT fique preso em um máximo local.

A extração de máxima potência da topologia de conversores CC-CC em série, é efetuada através de cada gerador fotovoltaico, possibilitando uma maior autonomia de rastreamento de potência. Porém, esta topologia sob desbalanceamento significativo de radiação pode sofrer uma violação de tensão admissível em determinados conversores CC-CC, ou seja, havendo uma sobretensão em determinados conversores. Desta forma, para que o sistema extraia a máxima potência e respeite as restrições de tensão de cada conversor CC-CC, há a necessidade de implementação duas leis de controle, para suprir tais requisitos.

A existência de duas leis de controle em cada gerador fotovoltaico, implica na necessidade de um algoritmo para efetuar as tomadas de decisões do sistema, garantindo e protegendo o funcionamento da topologia, independente de variações climáticas.

1.2. JUSTIFICATIVA

O efeito de sombreamento parcial em um arranjo fotovoltaico, pode resultar em uma extração de potência abaixo da disponível, devido presença de múltiplos máximos locais e um máximo global presentes na curva característica, resultando na diminuição de potência rastreada por métodos convencionais de MPPT. A utilização de uma topologia de sistemas fotovoltaicos centralizados, tem a finalidade de reduzir o efeito de sombreamento parcial em arranjos fotovoltaicos, onde cada conversor realiza o MPPT por arranjo PV. Esta topologia possibilita maior autonomia a cada conversor, consequentemente aumentando a eficiência do sistema. Em virtude da constante variação de radiação incidente em um arranjo PV, é necessário um controle, a fim de fornecer a máxima potência independente das condições de radiação solar.

Devido a conexão em série de conversores CC-CC, a tensão empregada no barramento CC será elevada, desta forma cada conversor terá um ganho estático baixo. Segundo Walker e Sernia (2002) as principais vantagens desta topologia são: rastreamento de máxima potência otimizado; facilidade de manuseio, inspeção, substituição e reparo; tomadas de decisão em conjunto; menor tensão sobre os MOSFETs, capacitores, indutores e diodos; maior tolerância ao efeito de sombreamento parcial. Tais vantagens possibilitam aumentar a eficiência do sistema fotovoltaico.

1.3. OBJETIVOS

1.3.1. OBJETIVO GERAL

Implementar uma estratégia de controle destinada à extração da máxima potência de um sistema fotovoltaico composto por três arranjos PV independentes conectados cada um deles a conversores CC-CC *Boost* em série, com o intuito de reduzir o efeito de sombreamentos parciais ocasionados por variações atmosféricas.

1.3.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Estudar das características construtivas do painel fotovoltaico e os fatores climáticos os quais influenciam o mesmo;
- Estudar o conversor CC-CC elevador *Boost*;
- Projetar a topologia de conversores CC-CC em série, para a redução do efeito de sombreamento;
- Implementar e estudar técnicas de MPPT;
- Implementar o algoritmo supervisor;
- Aplicar a modelagem CA de pequenos sinais através da técnica de equações médias dos conversores CC-CC e CC-CA;
- Calcular a função transferência do controle de multi-malhas dos conversores CC-CC e CC-CA;
- Projetar os controladores dos conversores (CC-CC e CC-CA);
- Implementar a topologia apresentada, via simulação computacional, utilizando o *software* SIMULINK® do programa MATLAB® e o *software* PSIM®;

1.4. MÉTODO DE PESQUISA

O trabalho foi iniciado com o levantamento bibliográfico sobre o assunto abordado, a fim de obter maior fundamentação teórica sobre a topologia e seus métodos de controle, com o objetivo de fundamentar e auxiliar na execução da proposta.

Após a fundamentação teórica da topologia de conversores CC-CC em série, iniciou-se sua modelagem matemática, bem como o projeto dos conversores eletrônicos e seus devidos controladores. A ferramenta computacional utilizada para as simulações e projeto dos controladores foram os softwares MATLAB[®] e PSIM[®], no qual é possível a integração dos projetos de controle e de potência.

A fim de validar e verificar o desempenho do controle e da topologia abordada neste trabalho de conclusão de curso, serão efetuadas comparações com os demais métodos encontrados na literatura, analisando e verificando o comportamento das variáveis de interesse.

1.5. ESTRUTURA DO DOCUMENTO

Este documento encontra-se dividido em seis capítulos, o primeiro e presente capítulo trata-se da introdução do documento.

O segundo capítulo consiste na análise ao estado da arte sobre a geração fotovoltaica sob sombreamento parcial e as principais topologias de conversores que processam a energia. Tendo este capítulo como ênfase as características construtivas do painel fotovoltaico e os fatores climáticos os quais o influenciam e o estudo sobre as principais topologias de conversores CC-CC.

O terceiro capítulo aborda as técnicas de rastreamento de máxima potência para um arranjo fotovoltaico, para possibilitar a comparação e seleção do método mais apropriado para ser utilizado na topologia de conversores propostos neste trabalho. É abordado ainda o algoritmo supervisor, o qual tem o objetivo de efetuar as tomadas de decisões do sistema utilizado.

O quarto capítulo são discutidas as principais características dos dispositivos de potência para a topologia de conversores aplicados a sistemas de geração fotovoltaica. Sendo propostos uma estratégia de controle utilizando a topologia de conversores CC-CC em série com intuito de reduzir o efeito de sombreamento parcial em arranjos fotovoltaicos, bem como o modelo matemático e a descrição das malhas de controle de corrente e tensão da topologia adotada. A metodologia empregada para projeto dos controladores a serem utilizados no sistema também serão apresentados neste capítulo.

O quinto capítulo apresenta os resultados obtidos via simulação computacional desenvolvidos pelos *softwares* PSIM® e MATLAB® da topologia de conversores CC-CC em série para redução do efeito de sombreamento em arranjos fotovoltaicos.

O sexto capítulo são apresentadas as conclusões do trabalho.

2. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

2.1. INTRODUÇÃO

A maior parte do território brasileiro está localizado relativamente próximo da linha do equador, de forma que possui excelentes níveis de radiação solar e pequenas variações na duração solar do dia (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL, 2003). Este fator coloca o país em vantagem dos demais com relação a possibilidade de utilização da energia solar.

Dentre as fontes alternativas, a energia solar destaca-se por ser uma fonte de energia abundante e acessível, uma vez que esta é disponível de forma livre ao longo da crosta terrestre. O sol fornece cerca de $1,5 \times 10^{18}$ kWh de energia radiante para a atmosfera terrestre, trata-se de dez mil vezes o consumo mundial de energia no mesmo período (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL, 2003). Este contexto, possibilitou pesquisas e normalizações em relação ao conceito de geração distribuída utilizando sistemas fotovoltaicos. O painel fotovoltaico, mostrado na Figura 1.1, é um dispositivo responsável pela conversão da energia solar em elétrica.



Figura 2.1 - Painel fotovoltaico. Fonte: Sunmodule.

No contexto de geração distribuída, a conexão entre o PV e a rede elétrica distribuída requer o uso de conversores estáticos de potência este conjunto é denominado

sistema fotovoltaico. Neste capítulo, serão apresentadas as características construtivas do painel fotovoltaico e os fatores climáticos os quais o influenciam e o estudo sobre as principais topologias de conversores CC-CC.

2.2. PAINEL FOTOVOLTAICO

Os painéis PV são responsáveis pela conversão de energia solar em energia elétrica através das células fotovoltaicas, onde cada célula tem uma eficiência de até 18% (CASARO; MARTINS, 2008). A potência de saída do painel PV, depende das características construtivas e ambientais, tais como radiação e temperatura. Portanto, para o estudo e implementação da topologia de conversores *Boost* CC-CC em série para redução do efeito de sombreamento em arranjos PV, é necessário o entendimento das características construtivas de um PV. O modelo mais simplificado de uma célula solar é uma fonte de corrente em paralelo com um diodo, sendo as resistências caracterizadas pelas perdas do material, como descrito em (CASARO; MARTINS, 2008), conforme a Figura 2.2.

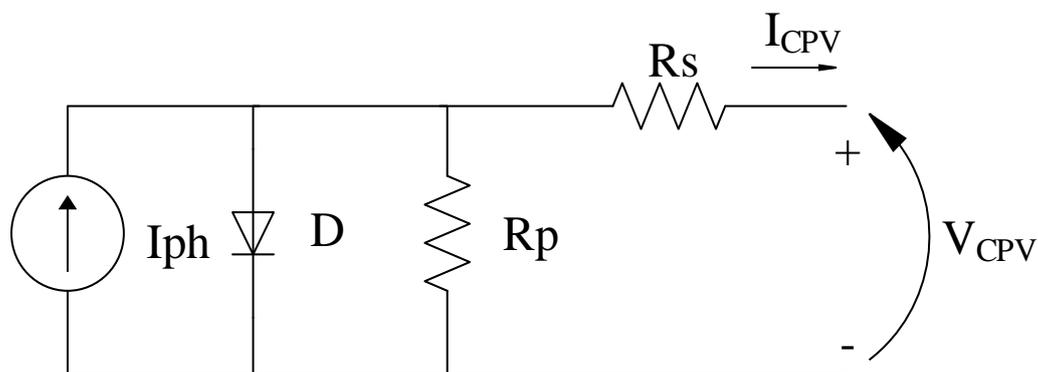


Figura 2.2 - Circuito equivalente da célula fotovoltaica.

O circuito equivalente de uma CPV é representado por uma fonte de corrente I_{ph} , onde representa a fotocorrente que depende das condições climáticas do ambiente. O diodo representa a corrente reversa de saturação da CPV. As resistências representam as perdas no material (R_s) e na junção p-n (R_p) do semiconductor. Representando matematicamente o circuito equivalente de uma CPV tem-se:

$$I_{CPV} = I_{ph} - I_r \cdot \left[e^{q \cdot \frac{V + I \cdot R_s}{k \cdot T \cdot \eta}} - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \quad (2.1)$$

Sendo:

I_{ph} : fotocorrente;

I_r : corrente de saturação reversa da célula;

q : carga do elétron ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C);

η : Coeficiente de idealidade da junção p-n;

k : constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K);

T : temperatura ambiente;

R_s : resistência série da célula;

R_p : resistência paralela da célula;

V_{CPV} : tensão no terminal de saída da célula;

I_{CPV} : corrente no terminal de saída da célula.

A partir da equação (1) é possível obter as curvas características do painel fotovoltaico, como I-V (corrente-tensão) e P-V (potencia-tensão). A Figura 2.3, mostra as curvas características de um painel PV, sob temperatura e radiação constantes.

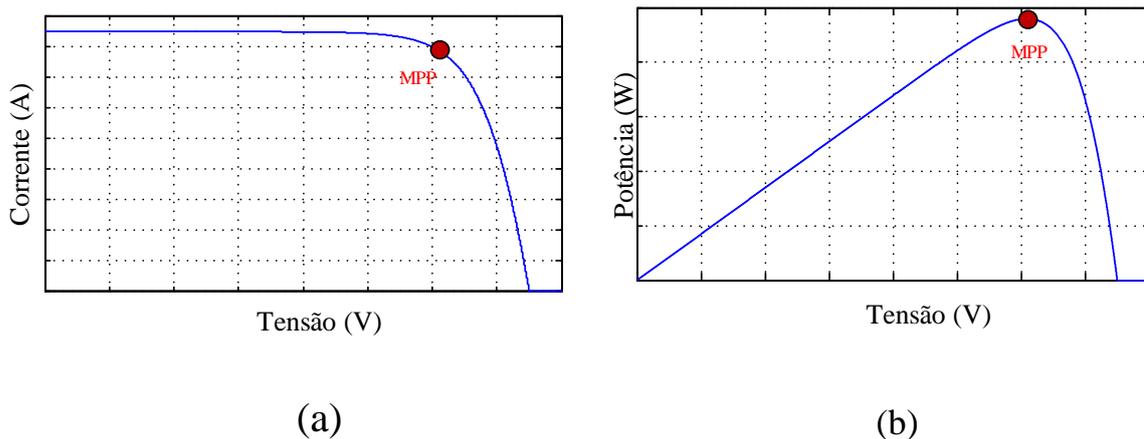


Figura 2.3 - Curvas características do PV sem sombreamento parcial, (a) corrente por tensão e (b) potência por tensão.

Devido as características não lineares do painel PV, como apresentados na Figura 2.3, sob radiação constante existe um ponto de máxima potência que pode ser extraído do painel PV (MPP – *Maximum Power Point*). Em determinadas condições a potência fornecida por um painel PV é insuficiente para suprir uma dada aplicação, assim os painéis podem ser associados em série ou paralelo (SAMPAIO, 2010), formando um arranjo PV.

Neste trabalho serão utilizados dois painéis em série interligados a cada conversor *Boost* CC-CC, supondo que ambos os módulos recebem o mesmo índice de radiação solar, a corrente gerada e que flui em cada módulo PV será a mesma, resultando em apenas um MPP. Se um módulo é totalmente iluminado enquanto o segundo é parcialmente sombreado devido a uma nuvem, árvore ou até mesmo o ângulo de isolamento (NWESATY; BRATCU; HABLY, 2013), a corrente que flui através dos módulos será a mesma, entretanto a corrente gerada pelo segundo módulo será menor como descrito em (MIYATAKE; VEERACHARY; TORIUMI; FUJII; KO, 2011). Dessa forma, a curva característica P-V do painel PV, apresenta múltiplos MPPs, isto é, MPP global e locais. Como ilustrado pela Figura 2.4, o ponto de máxima potência global do arranjo PV sob sombreamento parcial é menor em relação ao arranjo sob radiação constante.

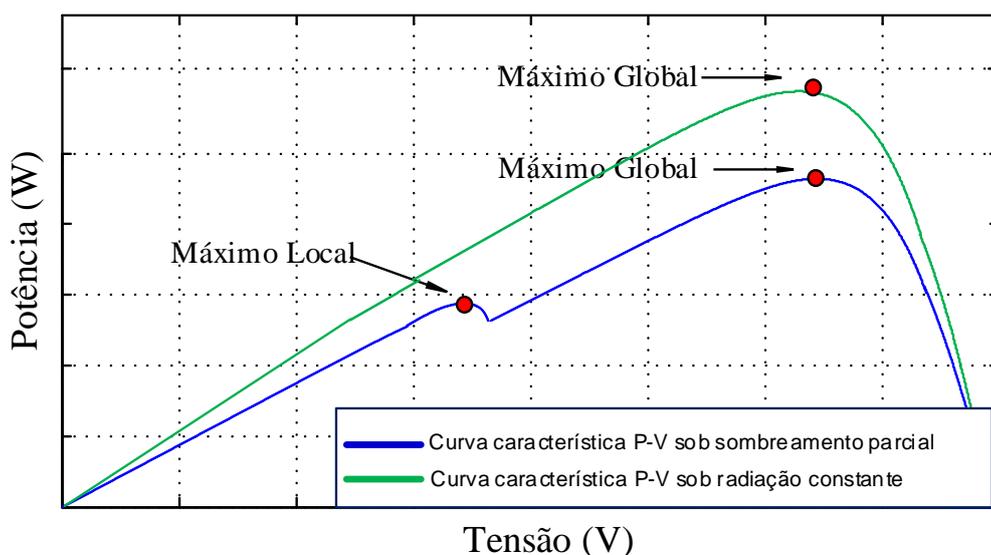


Figura 2.4 - Curva característica P-V (potência-tensão) do arranjo PV sob efeito de sombreamento parcial.

A associação com mais módulos no arranjo PV, sob um desbalanceamento de radiação solar, resultaria em dois ou mais MPPs. Nestas condições, a realização do MPPT usando técnicas convencionais torna-se inviável, devido aos múltiplos máximos locais e um máximo global na curva característica do PV como descrito em (MIYATAKE et al., 2011), possibilitando que o algoritmo de MPPT fique atracado em um máximo local, extraindo uma potência abaixo da disponível no arranjo PV.

2.3. TOPOLOGIAS DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Os painéis fotovoltaicos são produzidos a partir da disposição série e/ou paralela de células fotovoltaicas. O formato de tensão disponível nos terminais de um PV é em corrente contínua e geralmente está em nível inferior para dada aplicação. Desta forma, para suprir esta adversidade é utilizado uma técnica de associação de PVs (série e/ou paralelo). Sendo a disposição de PVs em série e/ou paralelo é denominada como *string*.

A potência extraída do *string* ou do painel fotovoltaico, pode alimentar uma dada carga, ou ser injetada na rede elétrica através de conversores eletrônicos. Na literatura os conversores eletrônicos para sistemas solares fotovoltaicos são classificados em isolados e conectados à rede elétrica, e sub-classificados como conversor de único ou múltiplos estágios. Os conversores eletrônicos possuem três funções principais:

- Realizar a conversão da tensão CC provenientes do PV, em CA adequada a carga;
- Realizar a elevação/diminuição da tensão CC, proveniente do PV, usando um conversor CC-CC elevador/abaixador para dada tensão desejada;
- Controlar os PVs de forma que o sistema sempre opere extraindo a máximo potência possível.

Estas funções devem ser realizadas com eficiência para uma larga faixa de variação do ambiente, devido que o PV depende das características construtivas do mesmo e os fatores climáticos os quais o influenciam (BRUM, 2010).

Os conversores eletrônicos para sistemas solares fotovoltaicos conectados à rede elétrica podem ser classificados em dois termos de topologia, centralizada e descentralizada (LINDGREN, 1999). Sendo configuração centralizada, o condicionamento de energia à rede elétrica é efetuado por um inversor, sistema com uma

única combinação gerador-inversor. O sistema fotovoltaico descentralizado é composto por sistemas com várias combinações de gerador-inversor.

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica podem ser também classificados em monofásicos ou trifásicos. Desta forma, esta secção visa apresentar uma discussão com relação as principais topologias de sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados à rede elétrica e também suas características e suas potencialidades. Sendo abordado nesta secção as duas principais topologias de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica.

2.3.1. CONFIGURAÇÃO CENTRALIZADA

A configuração centralizada é a topologia mais antiga e mais empregada em sistemas fotovoltaicos conectado à rede pública de eletricidade (MEINHARDT, CRAMER et., 2001). Esta configuração exige associações de PVs (série e/ou paralelo), formando um *string*, para que obtenha um nível de tensão e potência desejado. Devido a necessidade de associações de PVs, esta configuração necessita que diodos de potência sejam conectados em série com cada *string*, a fim de evitar a circulação de corrente reversa entre os demais *strings*, especialmente no caso de sombreamento parcial em determinados PVs (MEINHARDT, CRAMER et., 2001).

Esta topologia emprega que apenas um único inversor é responsável por condicionar toda energia presente no *string*, para a forma de CA para conexão deste com a rede elétrica, como ilustrado pela Figura 2.5 (a). Segundo Meinhardt e Cramer (2001), as desvantagens desta configuração são:

- Perdas nos diodos da strings;
- Poucas opções de expansibilidade;
- Ausência de um sistema de rastreamento de máxima potência.

A principal desvantagem desta topologia é devido à ausência de um sistema de rastreamento de máxima potência, desta forma esta configuração nem sempre extrai a máxima potência disponível pelo *string*. Estas desvantagens podem ser contornadas utilizando múltiplos estágios de conversão, como ilustrado pela Figura 2.5 (b).

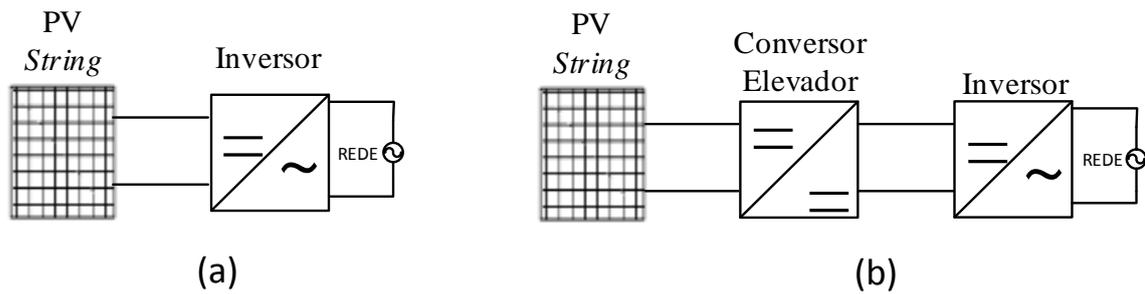


Figura 2.5 - Configuração centralizada de único estágio (a) e configuração centralizada de múltiplos estágios (b).

A configuração centralizada de múltiplos estágios, é composta por um conversor CC-CC, o qual é responsável por assegurar que o *string* opere sempre no ponto de máxima potência e elevar a tensão disponível do *string* a uma tensão desejada, possibilitando uma menor associação de PVs (série e/ou paralela). O segundo estágio de conversão é responsável por condicionar na forma CA para conexão deste sistema à rede elétrica. A desvantagem desta configuração ocorre devido ao sombreamento parcial no *string*, nestas condições, a realização do MPPT usando técnicas convencionais torna-se inviável, devido a múltiplos máximos locais e um máximo global presente na curva característica do *string* (MIYATAKE et al., 2011).

2.3.2. CONFIGURAÇÃO CENTRALIZADA *MULTI-STRING*

A segundo e última topologia apresentados nesta secção, é a configuração centralizada *multi-string*, o qual foi escolhida para implementação do sistema deste trabalho de conclusão de curso. Segundo Brum (2010), esta configuração surgiu com o objetivo de reunir as vantagens da topologia *multi-strings* com a topologia centralizada. Sendo a configuração *multi-string* é um sistema com várias combinações de gerador fotovoltaico e um único inversor centralizado.

Nesta configuração, o sistema fotovoltaico é composto por diversos *string* independentes conectados cada um deles a conversor CC-CC elevador em série, os quais compartilham o mesmo barramento CC. Os estágios de entrada descentralizados,

possibilitam o rastreamento de máxima potência individual por *string*, permitindo uma maior eficiência na extração de máxima potência e uma redução do número de associações de painéis PV (série e/ou paralelo) presentes nos *strings*, desta modo, o problema de sombreamento parcial é minimizado.

A configuração centralizada *multi-string* ou topologia de conversores CC-CC em série, possui maior tolerância ao efeito de sombreamento parcial devido ao número reduzido de módulos no arranjo PV, como ilustrado pela Figura 2.6. Como descrito em (WALKER; SERNIA, 2002), as vantagens desta topologia são:

- Maior eficiência;
- Menor custo;
- Facilidade de manuseio, inspeção, substituição e reparo;
- Maior segurança;
- Tomadas de decisões em conjunto;
- Menor tensão sobre os MOSFETs, capacitores, indutores e diodos.

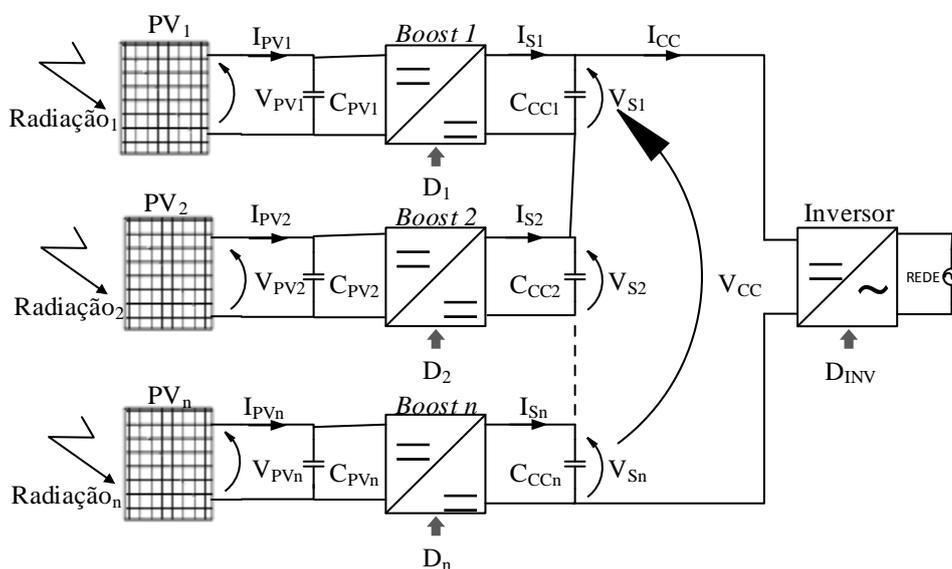


Figura 2.6 - Configuração centralizada multi-string.

Como neste trabalho tem como aplicação injeção de potência ativa na rede elétrica, os conversores são ligados em série no barramento CC, o qual recebe uma tensão elevada como demonstrado pela equação (2.2).

$$\sum_{i=1}^n V_{Si} = V_{CC} \quad (2.2)$$

Sabendo que o ganho estático de um conversor *Boost* é dado por:

$$(1 - D) = \frac{V_{PVi}}{V_{Si}} = \frac{I_{Si}}{I_{PVi}} \quad (2.3)$$

Analisando o conversor *Boost* em série da Figura 2.6, supondo que n *Boost* são conectados em série, tem-se:

$$(1 - D) = \frac{V_{PVi}}{V_{Si}} = \frac{I_{CC}}{I_{PVi}} \quad (2.4)$$

$$I_{CC} = \sum_{i=1}^n \frac{V_{PVi} \cdot I_{PVi}}{V_{CC}} \quad (2.5)$$

$$I_{CC} = I_{PVi} \cdot (1 - D_i) \quad (2.6)$$

Igualando a equação (2.5) e (2.6) e isolando a razão cíclica, obtêm-se:

$$D_i = 1 - \sum_{i=1}^n \frac{V_{PVi} \cdot I_{PVi}}{V_{CC} \cdot I_{PVi}} \quad (2.7)$$

Igualando a equação (2.7) e (2.4), tem-se:

$$V_{Si} = \frac{V_{CC} \cdot (V_{PVi} \cdot I_{PVi})}{\sum_{i=1}^n V_{PVi} \cdot I_{CC}} \quad (2.8)$$

$$w_i = \frac{(V_{PVi} \cdot I_{PVi})}{\sum_{i=1}^n V_{PVi} \cdot I_{CC}} \quad (2.9)$$

Logo:

$$V_{Si} = V_{CC} \cdot w_i \quad (2.10)$$

A equação (2.10) descreve que a tensão de saída de um determinado conversor *Boost* depende do peso w_i , o qual depende de cada tensão de entrada de cada conversor *Boost*. Esta topologia sob forte desbalanceamento de radiação pode ocasionar uma violação de tensão admissível em determinados conversores, como descrito pela equação (2.8). Desta forma é necessário a implementação de um controle confiável para a limitação de tensão de saída (OVL – *Output Voltage Limitation*), como descrito em (BRATCU et al., 2009), o qual será abordado posteriormente neste trabalho.

2.4. CONCLUSÃO

Com a evolução da tecnologia, do processamento de energia elétrica e a crescente demanda energética, surgiu a necessidade da utilização de fontes de energia renovável, limpa e praticamente inesgotável. Ampliando a busca e pesquisa sobre a utilização de fontes renováveis alternativas, o qual dentre destas se destaca a energia solar, sendo uma fonte viável e confiável na geração de energia elétrica residencial.

Este capítulo apresentou uma breve descrição qualitativa sobre os painéis fotovoltaicos, apresentando um modelo matemático capaz de reproduzir o comportamento elétrico de uma célula fotovoltaica, onde sua eficiência depende das características construtivas e das condições ambientais, tais como temperatura e radiação solar. A partir do modelo matemático da célula fotovoltaica, foi possível encontrar as curvas características do painel fotovoltaico, P-V (potência por tensão) e I-V (corrente por tensão).

Verificou-se, que para dada aplicação o painel fotovoltaico não supre a demanda de tensão e potência, desta forma há a necessidade de associações de painéis PV, formando o *string*. Entretanto, esta associação de PV sob efeito de sombreamento parcial, pode resultar em uma extração de potência abaixo da potência disponível no *string*. Implicando que técnicas convencionais de MPPT não sejam capazes de extrair a máxima potência disponível no string, devido aos múltiplos máximos locais e global presente na curva característica fotovoltaica. Possibilitando que o algoritmo de rastreamento de máxima potência permaneça em um máximo local, e não em um máximo global.

Além disto, foram apresentadas as duas principais topologias de sistemas fotovoltaicos monofásicos, apresentando as vantagens e desvantagens de cada topologia.

Foi proposto a aplicação da configuração centralizada *multi-string*, sendo as principais vantagens desta topologia são: rastreamento de máxima potência otimizado; facilidade de manuseio, inspeção, substituição e reparo; tomadas de decisão em conjunto; menor tensão sobre os MOSFETs, capacitores, indutores e diodos; maior tolerância ao efeito de sombreamento parcial. Tais vantagens possibilitam aumentar a eficiência do sistema fotovoltaico. E, por fim foi realizada uma análise quantitativa da topologia empregada, o qual conclui-se que sob um desbalanceamento significativo de radiação nos *string*, pode ocorrer uma violação de tensão em determinados conversores CC-CC. Desta forma, há a necessidade de uma segunda lei de controle para limitar a tensão de saída do conversor CC-CC elevador.

3. TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA E O ALGORITMO SUPERVISOR

3.1. INTRODUÇÃO

Os painéis PV são responsáveis pela conversão de energia solar em energia elétrica através das células fotovoltaicas, onde cada célula tem uma eficiência de até 18% (CASARO; MARTINS, 2008). A baixa eficiência de conversão de energia solar em elétrica e o alto custo de implementação e instalação, são os maiores empecilhos da geração de energia elétrica através de geradores fotovoltaicos em escala residencial (RAJENDRA; et al., 2006, VIJAYAKUMAR; et al., 2012). Desta forma, há a necessidade de otimizar a extração de máxima potência do painel PV. Sendo o máximo aproveitamento da capacidade de energia elétrica de um módulo solar é obtido quando o mesmo opera no ponto de máxima potência, como descrito no capítulo 2, na qual o ponto de máxima potência varia de acordo com as características construtivas do painel e os fatores climáticos o quais o influenciam.

Desta forma, técnicas de rastreamento de máxima potência foram desenvolvidos para extração máxima de energia do sistema fotovoltaico e, conseqüentemente, alcançar um retorno mais rápido do investimento realizado. Na literatura, são encontradas diversas técnicas de rastreamento de máxima potência os quais variam em complexidade, eficiência, velocidade de convergência, custo, entre outros (BRITO et al., 2011).

Entretanto o rastreamento de máxima potência utilizando a configuração centralizada *multi-string* pode ocasionar uma violação de tensão admissível em determinados conversores CC-CC, quando submetidos a um desbalanceamento significativo de radiação entre os *strings*. Desta forma, para extrair a máxima potência utilizando esta configuração, o sistema deve respeitar as restrições de tensão de cada conversor, podendo ser assegurada com duas leis de controle em vez de uma só. Devido a existência de duas leis de controle em cada *string*, há a necessidade de um algoritmo para efetuar as tomadas de decisões do sistema, o qual é chamado de algoritmo supervisor, proposto em (BRATCU et al., 2009).

Este capítulo tem como objetivo descrever as principais técnicas de rastreamento de máxima potência, para possibilitar futuramente a comparação e seleção do método mais apropriado para ser utilizado na topologia de conversores propostos neste trabalho.

E por fim, descrever o algoritmo supervisor, o qual tem o objetivo de efetuar as tomadas de decisões do sistema utilizado.

3.2. TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

O aumento da eficiência do sistema PV é devido à operação no ponto de máxima potência da curva característica. Para que o sistema opere no MPP, técnicas de rastreamento de máxima potência (MPPT), são implementadas para máxima extração do PV. Os métodos mais convencionais de MPPT serão apresentados nesta secção.

3.2.1 Perturbação e observação (P&O)

O P&O é um dos métodos mais convencionais de busca de extração de máxima potência, o qual utiliza a técnica de incremento e decremento da tensão de saída do sistema PV. Através das medidas de tensão e corrente do módulo/arranjo PV é calculado a potência P_1 . Após o cálculo da potência, uma pequena perturbação na tensão de entrada ΔV é aplicado em uma dada direção da curva característica, onde desta forma a potência P_2 é calculada, como descrito em (SUBUDHI; PRADHAN, 2013). Através da comparação entre as potências P_1 e P_2 , pode ser analisado se a perturbação está aproximando ou afastando do MPP da curva característica. Desta forma a mudança de tensão disponível pelo sistema PV, muda o ponto de operação para dada direção (BRITO et al., 2013).

Segundo Subudhi e Pradhan (2013), o tamanho da perturbação aplicado no sistema PV, é importante para obtenção de um bom desempenho dinâmico e de estado estacionário. O fluxograma do método de MPPT P&O é representado pela Figura 3.1.

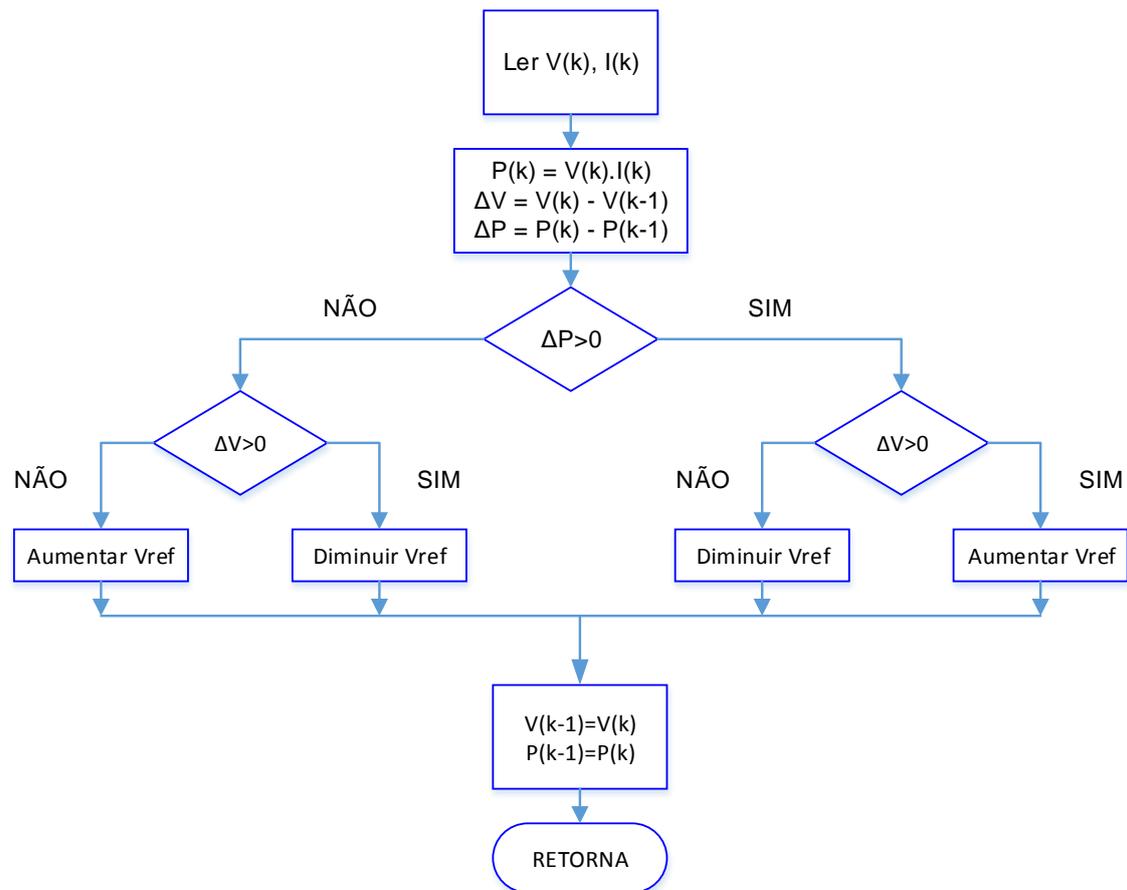


Figura 3.1 - Fluxograma P&O.

3.2.2 Extremum seeking control (ESC)

Diferente do método P&O, o MPPT *Extremum Seeking Control* (ESC), utiliza a técnica de incremento e decremento, através de injeção de alta frequência no sistema, com o objetivo de detectar o sinal do gradiente de energia (BRATCU et al., 2011). O princípio de funcionamento do MPPT ESC é ilustrado pela figura 3.2.

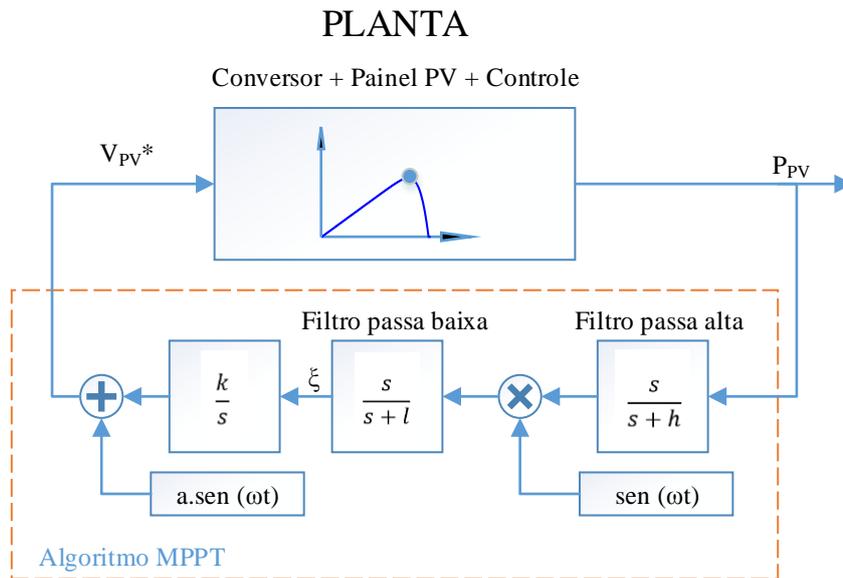


Figura 3.2 - Algoritmo ESC.

O algoritmo proposto por Krstić e Ariyur (2002) possui um controle adaptativo e de fácil implementação, onde o mesmo não necessita do conhecimento explícito da planta, a única necessidade é que a planta possua um extremo. O método utiliza-se de uma perturbação senoidal que é adicionada na planta, para convergência do algoritmo é recomendado que essa perturbação seja muito menor que a frequência da planta como descrito em (KRSTIĆ; ARIYUR, 2002). Análogo ao método P&O, onde são medidos a tensão e corrente de entrada do sistema, o método ESC utiliza como entrada do algoritmo a potência da planta.

Devido à perturbação senoidal aplicado a entrada da planta, a potência resultará em componentes contínuos (CC) e alternada (CA). Com a utilização do filtro passa alta, é removido a componente CC da potência, resultando apenas a componente CA, o qual poderá estar em fase ou contra fase em relação a perturbação aplicada na entrada da planta. Se a tensão de referência V_{PV}^* , estiver abaixo do valor ótimo de V_{pv} na curva característica, então a componente CA de entrada estará em fase com a perturbação de entrada, caso contrário estará em contra fase.

Após a extração da componente CA, ocorre a demodulação do sinal (BRATCU; MUNTEANU; BACHA; RAISON, 2008), por meio da multiplicação entre a componente CA e uma senoidal. A demodulação resultará em uma nova senoidal com um determinado valor médio, onde terá valor médio positivo se a entrada estiver em fase com a saída da

planta, caso contrário terá valor médio negativo. Através de um filtro passa baixa é extraído a componente CC da demodulação do sinal, sendo então inserida no integrador como é demonstrado pela equação (3.1).

$$V_{PV} = \frac{k}{s} \cdot \xi \quad (3.1)$$

Desta forma, se V_{PV}^* estiver abaixo de valor ótimo, a entrada da planta estará em fase como saída, o qual resultará em uma demodulação com um valor médio positivo, fazendo que o integrador aumente o valor de V_{PV} , caso contrário irá diminuir o valor. O valor resultante da saída do integrador é somado com uma perturbação com amplitude “a”, quanto maior o valor da amplitude de “a” menor será as oscilações em torno do ponto ótimo, entretanto há uma maior facilidade de atracamento no ponto ótimo.

$$V_{PV}^* = V_{PV} + a \cdot \text{sen}(wt) \quad (3.2)$$

Os parâmetros “a” e “k”, são responsáveis pela convergência do algoritmo, onde pré-estabelecem a velocidade de convergência do algoritmo.

3.2.3. Condutância incremental (IC)

Análogo aos métodos de MPPT, como P&O e ESC, no algoritmo de condutância incremental são medidos a tensão e corrente de entrada do sistema, porém não é calculado a potência. O método IC se baseia no princípio que a tangente da potência de MPP é igual a zero (BRITO et al., 2013). Assim a derivada potência de saída do painel pode ser expressa como:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V \cdot I)}{dV} = I + V \cdot \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (3.3)$$

A condições deste algoritmo são expressas pela equação (3.4).

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad (a)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} > \frac{I}{V} \quad (b)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} < \frac{I}{V} \quad (c)$$
(3.4)

Onde (a) representa a condição de MPP, quando o algoritmo está alocado em um máximo, (b) representa que o ponto de operação está à esquerda do MPP e (c) quando o ponto de operação do algoritmo estiver a direita do MPP. O algoritmo IC, tem um bom rendimento sob rápidas mudanças climáticas quanto os outros algoritmos, como o P&O (SUBUDHI; PRADHAN, 2013). O fluxograma do algoritmo IC é representado pela Figura 3.3.

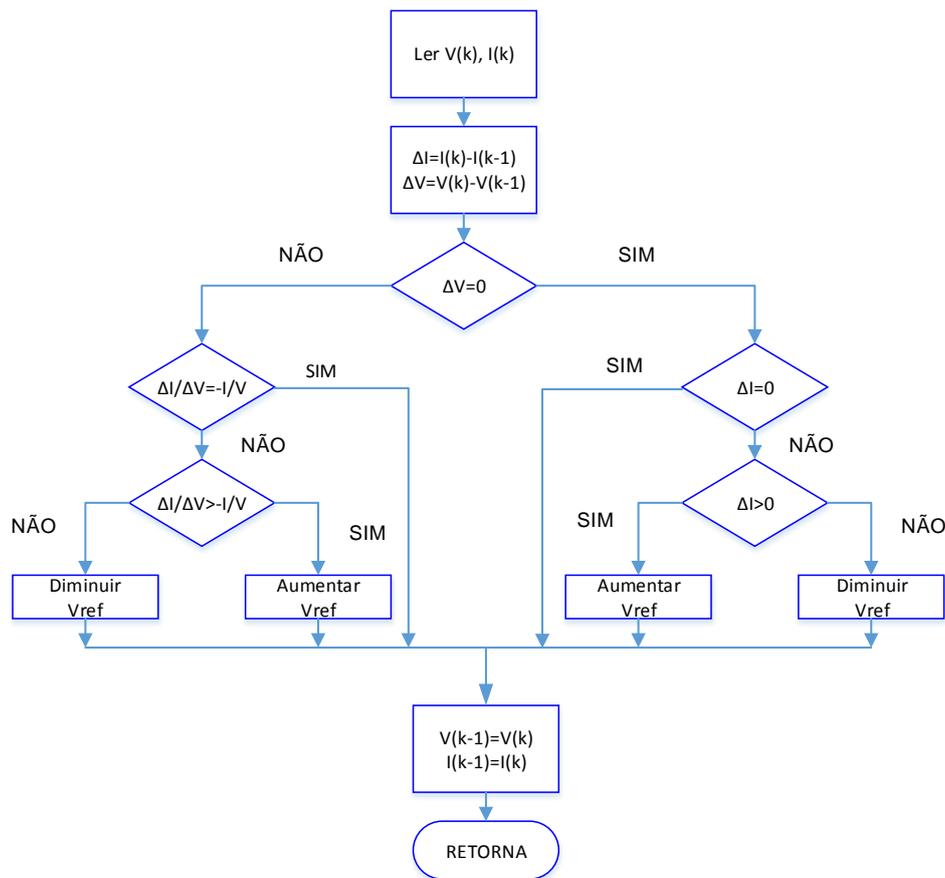


Figura 3.3 - Fluxograma do algoritmo IC.

3.3. ALGORITMO SUPERVISOR

A topologia de conversores CC-CC em série sob forte desbalanceamento de radiação, pode ocasionar uma violação de tensão admissível em determinado conversor. Desta forma, há a necessidade de duas leis de controle, a primeira lei e principal é o algoritmo MPPT, a segunda lei de controle é devido a proteção contra violação de tensão admissível de um conversor, onde é imposto uma limitação de tensão de saída OVL. Devido a existência de duas leis de controle em cada *string*, há a necessidade de um algoritmo para efetuar as tomadas de decisões, o algoritmo supervisor foi proposto em (BRATCU et al., 2009) para suprir a esta necessidade.

O algoritmo supervisor tem que ser apto a detectar e delimitar as restrições de tensão, desta forma é necessária a aquisição de dados do sistema em um período de amostragem T_{sv} , onde a escolha adequada de T_{sv} depende da dinâmica do supervisor. O supervisor tem como entrada as potências de todos os módulos/arranjos, a tensão de saída de cada conversor e a tensão no barramento CC. Como ilustrado pela Figura 3.4, o supervisor possui uma saída binária, onde é efetuada as tomadas de decisões.

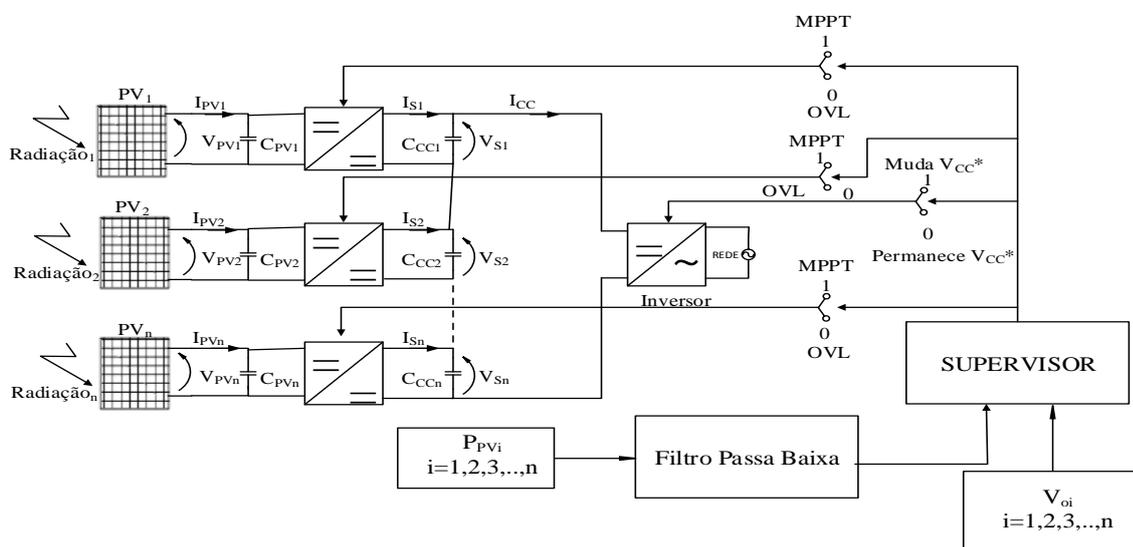


Figura 3.4 - Diagrama do supervisor.

O princípio de funcionamento do algoritmo é inicializado com as aquisições das medidas do sistema, como ilustrado pela Figura 3.4. A primeira análise do algoritmo supervisor é efetuada através das medidas dos conversores CC-CC *Boost*, o qual tem

como objetivo verificar se dados conversores respeitam as restrições como denotado pela equação (3.5). Se a tensão de saída de um determinado conversor *Boost* for 20% superior a tensão de referência, a primeira decisão do algoritmo é calcular e mudar o valor de V_{CC}^* , o qual tem como objetivo de restabelecer o equilíbrio entre as tensões, respeitando as restrições do barramento e permitindo que todos os *strings* operem em MPPT, como denotado pela equação (3.6)-(3.7).

$$V_{oinovo} \leq 1,2 \cdot V_r \quad (3.5)$$

$$V_{CCnovo} = \frac{1,2 \cdot V_r}{W_{MAX}} \quad (3.6)$$

$$V_{CCr} \cdot 0,75 \leq V_{CCnovo} \leq V_{CCr} \cdot 1,25 \quad (3.7)$$

Como denotado pela equação (3.6), o qual é expressa que a tensão no barramento CC é limitada em mais ou menos 25% da tensão de referência do barramento. Se a mudança de tensão no barramento CC cessar a violação no conversor (ou conversores), então esta é a nova tensão de referência do barramento CC e o *strings* operarão em MPPT. Se não, o algoritmo muda o controle do conversor violado de MPPT para OVL limitando a tensão de saída de determinado conversor violado, enquanto os outros que não ultrapassaram continuam a operar em MPPT. Se houver uma diminuição do peso w_i , do painel o qual foi mudado o controle para OVL, de tal forma que a tensão possa ficar abaixo da restrição denotada pela equação (3.5), o conversor voltará a operar em MPPT.

3.4. CONCLUSÃO

A baixa eficiência de conversão de energia solar em elétrica e o alto custo de implementação e instalação, são os maiores obstáculos da geração de energia elétrica através de geradores fotovoltaicos em escala residencial. Desta forma, houve a necessidade de desenvolvimento de técnicas de rastreamento de máxima potência para

otimizar a extração de energia do sistema fotovoltaico e, conseqüentemente, alcançar um retorno mais rápido do investimento realizado.

Este capítulo apresentou uma breve descrição sobre as principais técnicas de rastreamento de máxima potência. Além disso, realizou-se uma análise qualitativa das três técnicas com o objetivo de possibilitar, futuramente, a comparação e seleção do método mais apropriado. Devido as duas leis de controle presente no sistema fotovoltaico empregado, tendo a primeira lei a finalidade de extrair a máxima potência do *string* e a segunda proteger a topologia contra violações de tensões. Desta forma, foi desenvolvido o algoritmo supervisor, o qual tem como objetivo efetuar as tomadas de decisões do sistema, sendo descrito nesta secção o princípio de funcionamento deste algoritmo.

4. TOPOLOGIA DE CONVERSORES CC-CC EM SÉRIE PARA REDUÇÃO DO EFEITO DE SOMBREAMENTO

4.1. INTRODUÇÃO

Nos capítulos anteriores deste trabalho foram introduzidos os requisitos e conceitos para que geradores fotovoltaicos usando a configuração centralizada *multi-string*, extraiam a máxima potência disponível independentemente de variações climática, respeitando as restrições dos conversores CC-CC. Uma vez que, a topologia abordada neste trabalho, necessita de uma associação menor de painéis PV, implicando na redução da possibilidade do efeito de sombreamento parcial no *string*.

No contexto de geração distribuída, a conexão entre o PV e a rede elétrica distribuída requer o uso de conversores estáticos de potência, possuindo dois estágios de conversão. O primeiro estágio de conversão, é necessário quando a tensão nos terminais do *string* PV é insuficiente para suprir dada aplicação envolvendo geradores fotovoltaicos. Desta forma, um conversor CC-CC elevador pode ser utilizado, elevando a tensão disponível no *string* a uma tensão desejada. O segundo estágio de conversão é responsável por condicionar toda energia presente nos *strings* para a forma de CA, para a conexão deste com a rede elétrica.

Este capítulo tem como objetivo descrever e apresentar os conversores estáticos os quais serão utilizados neste trabalho de conclusão de curso. Por fim, é apresentada descrição as malhas de corrente e de tensão presentes no sistema.

4.2. CONVERSOR *BOOST*

Em diversas aplicações envolvendo painéis PV, a tensão nos terminais do arranjo é insuficiente para suprir dada aplicação. Desta forma, é necessário a utilização de um conversor CC-CC elevador. O *Boost* é um conversor CC-CC, o qual a tensão de saída é maior ou igual a tensão de entrada (RASHID, 2010), cuja a topologia pode ser observada pela Figura 4.1.

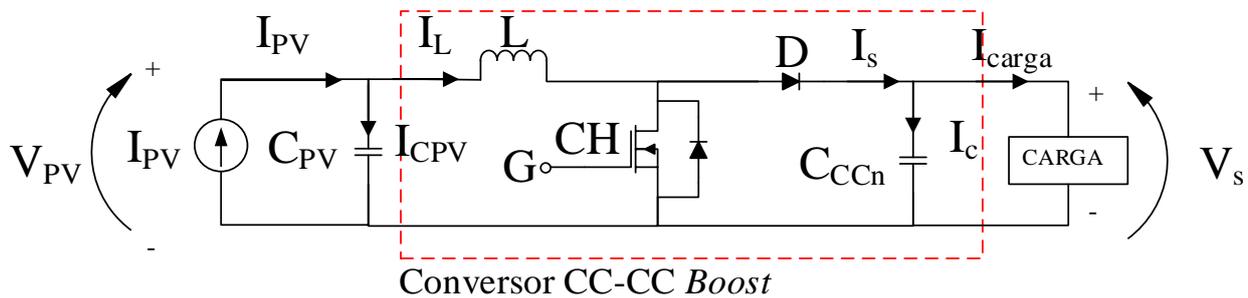


Figura 4.1 - Conversor Boost aplicado a sistemas fotovoltaicos.

O conversor *Boost* pode elevar a tensão sem a necessidade de um transformador, é um conversor de baixo custo e eficiente. A operação do circuito pode ser dividida em dois modos, com a chave MOSFET CH em condução, e o segundo modo é quando CH é desligada. Como ilustrado pela Figura 4.1, o painel/arranjo fotovoltaico pode ser representado por uma fonte de corrente.

4.2.1. Dimensionamento dos elementos passivos do conversor *Boost*

Nesta seção, será apresentado o dimensionamento dos elementos de filtragem do conversor *Boost*, sendo estes, o indutor (L) e o capacitor (C_{CCn}).

4.2.1.1. Dimensionamento do indutor

A operação do *Boost* pode ser dividida em dois modos, com a chave CH em condução, e o segundo modo é quando CH é desligada. O dimensionamento dos elementos passivos do conversor, como indutor, pode ser determinado em apenas um dos modos de condução, neste trabalho será dimensionado apenas no modo de condução em que a chave CH está ligada como mostrada na Figura 4.2.

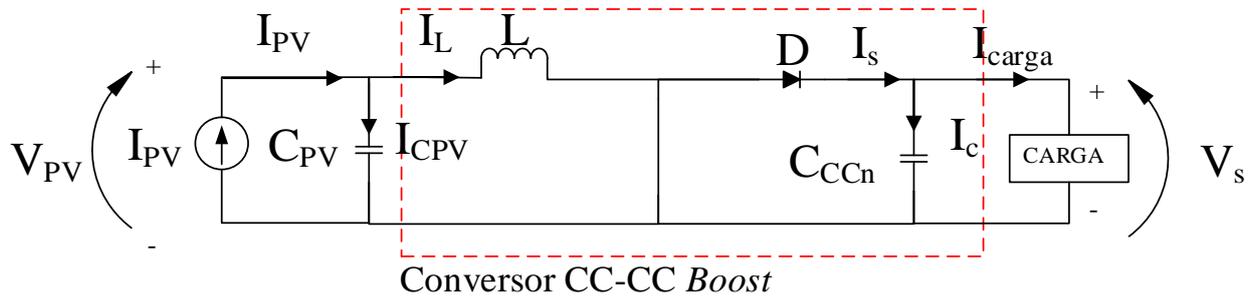


Figura 4.2 - Conversor Boost aplicado a sistemas fotovoltaicos com a chave MOSFET em condução.

Através da Figura 4.2, nota-se que a tensão sobre o indutor (V_L) é igual a tensão de entrada (V_{PV}).

$$V_L = V_{PV} \quad (4.1)$$

$$V_L = L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} \quad (4.2)$$

Considerando $dI_L(t) = I_{LMAX} - I_{LMIN} = \Delta i_L$, tem-se:

$$V_{PV} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{dt} \quad (4.3)$$

Como a razão cíclica D , é definida pela razão do tempo de condução da chave (T_{ON}) e o período de chaveamento do conversor (T_S), tem-se:

$$D = \frac{T_{ON}}{T_S} \quad (4.4)$$

$$D \cdot T_S = T_{ON} \quad (4.5)$$

Sendo a análise dos elementos passivos do conversor *Boost*, está sendo realizada apenas no período de condução da CH, então pode-se considerar que:

$$dt = T_{ON} \quad (4.6)$$

Substituindo (4.6) e (4.5) em (4.4), obtêm-se:

$$V_{PV} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{D \times T_S} \quad (4.7)$$

Isolando o indutor na equação (4.7), tem-se:

$$L = \frac{D \cdot T_S \cdot V_{PV}}{\Delta i_L} \quad (4.8)$$

$$T_S = \frac{1}{f_S} \quad (4.9)$$

Substituindo a equação (4.8) em (4.9), resulta em:

$$L = \frac{D \cdot V_{PV}}{\Delta i_L \cdot f_S} \quad (4.10)$$

Através da equação (4.10), é possível determinar o valor do indutor do conversor *Boost*, através de dados determinados pelo projetista, como frequência de chaveamento (f_S), tensão de entrada (V_{PV}), a ondulação de corrente no indutor (Δi_L) e a razão cíclica (D).

4.2.1.2. Dimensionamento do capacitor

O dimensionamento do capacitor do conversor *Boost* será projetado analogamente ao indutor, no período de condução do MOSFET. Como ilustrado pela Figura 4.2, nota-se quando a chave CH está conduzindo, o capacitor fornece energia para a carga. Segundo Rashid (2010), a corrente média durante a condução da chave é $I_C = I_{carga}$ e a ondulação de tensão no capacitor é:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C_{CCn}} \cdot \int_0^{T_{ON}} I_C \cdot dt \quad (4.11)$$

$$\Delta V_C = \frac{I_C \cdot T_{ON}}{C_{CCn}} \quad (4.12)$$

Substituindo a equação (4.5) em (4.12), tem-se:

$$\Delta V_C = \frac{I_C \cdot T_S \cdot D}{C_{CCn}} \quad (4.13)$$

Substituindo (4.9) em (4.13) e isolando o capacitor, obtêm-se:

$$C_{CCn} = \frac{I_C \cdot D}{\Delta V_C \cdot f_S} \quad (4.14)$$

Através da equação (4.14), é possível determinar o valor do capacitor do conversor Boost.

4.3. CONVERSOR MONOFÁSICO *FULL-BRIDGE*

Na maioria das aplicações envolvendo sistema PV, com intuito de injeção potência ativa na rede elétrica, é utilizado o inversor monofásico *Full-Bridge* (FB) onde é feita a conversão CC-CA. O inversor FP é constituído por 4 chaves transistores, como demonstrada pela Figura 4.3.

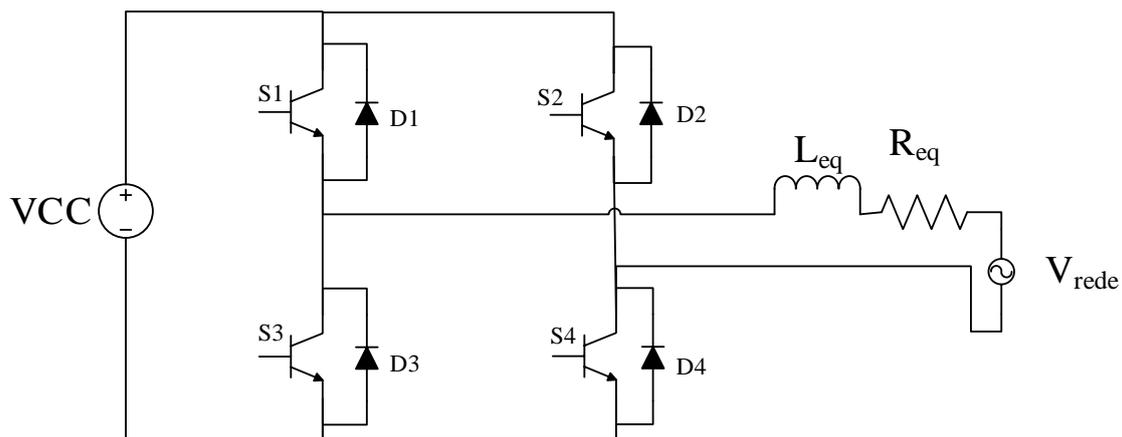


Figura 4.3 - Inversor Full-Bridge.

Quando as chaves S1 e S4 estiverem em condução (S2 e S3 abertas), a tensão sobre a carga será +VCC, entretanto, quando a chave S2 e S3 estiverem em condução (S1

e S4 abertas), a tensão sobre a carga será $-V_{CC}$. A tensão de saída é dada pela equação (4.15).

$$V_S = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_{CC}^2 dt \right)^{1/2} \quad (4.15)$$

Para que seja possível a conexão com a rede elétrica, o inversor deve ter a característica de fonte de corrente, desta forma é usado um indutor de acoplamento, de forma a controlar a corrente injetada na rede elétrica. O valor médio de tensão no barramento CC, deve ser superior a tensão de pico da rede elétrica (LINDEKE, 2003). O controle das chaves do FB é realizado através da modulação PWM, o qual neste trabalho será utilizado a modulação de três níveis.

4.4. MODULAÇÃO DE TRÊS NÍVEIS

A vantagem da utilização do inversor FB, é a possibilidade de diversos tipos de modulação. A modulação PWM, consiste na comparação entre o sinal de referência e a portadora (sinal triangular), onde a portadora possui a frequência de chaveamento. A largura de pulso varia entre razão da amplitude do sinal de referência e a amplitude fixa da portadora (CAMPANHOL, 2012). A modulação PWM pode ser implementada de duas formas, bipolar e a unipolar, o qual será utilizado neste trabalho.

A Figura 4.4 é representada pela modulação de três níveis, tem uma largura de pulso variável devido à proporção amplitude do sinal modulante senoidal. Esta modulação tem a vantagem de redução do fator de distorção e harmônicos de mais baixa ordem, redução de tensão nas chaves, boa resposta dinâmica, redução do elemento de filtragem, redução das perdas e baixo custo (RASHID, 2010; CHEN;ZHANG; JIANG;SUN, 2011; ALEPUZ et al., 2006). A modulação três níveis resulta em uma tensão de saída de três níveis (positivo, negativo e zero), como denotado pela Figura 4.4.

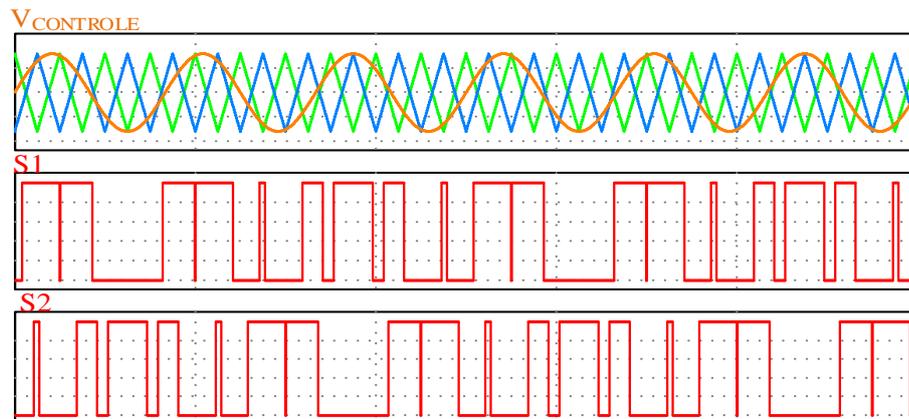


Figura 4.4 - Modulação de três níveis.

Na modulação de três níveis, a tensão de saída do inversor FB, apresenta o dobro da frequência da frequência de chaveamento, como descrito em (CAMPANHOL, 2012). Portanto com o aumento da comutação apresentado na saída do inversor FB, haverá uma diminuição do elemento de passivo de acoplamento.

4.5. SISTEMA *PHASE-LOCKED LOOP* (PLL)

Na maioria das aplicações da área da eletrônica de potência, como injeção de potência ativa na rede elétrica, há a necessidade de identificar o ângulo de fase e a frequência da rede elétrica para que haja sincronismo com a mesma. O sistema *Phase-Locked Loop* (PLL) tem sido utilizado para suprir a necessidade de sincronismo do sistema empregado com a rede elétrica, obtendo informações, como ângulo de fase, frequência ou amplitude (SILVA et al., 2009).

O desempenho do sistema utilizado pelo PLL depende diretamente da precisão de obtenção das informações da rede elétrica. Entretanto, existem diversos distúrbios na rede elétrica os quais podem afetar a performance do PLL, tais como, harmônicos, subtensão (sag), salto de fase, transitório de tensão, como descrito em (BACON et al., 2014). Portanto, para que o PLL obtenha um bom rendimento, a estrutura precisa ser capaz de obter o bloqueio de fase exata, mesmo havendo distúrbios na rede elétrica. A Figura 4.5 mostra o diagrama de blocos do sistema PLL utilizado neste trabalho.

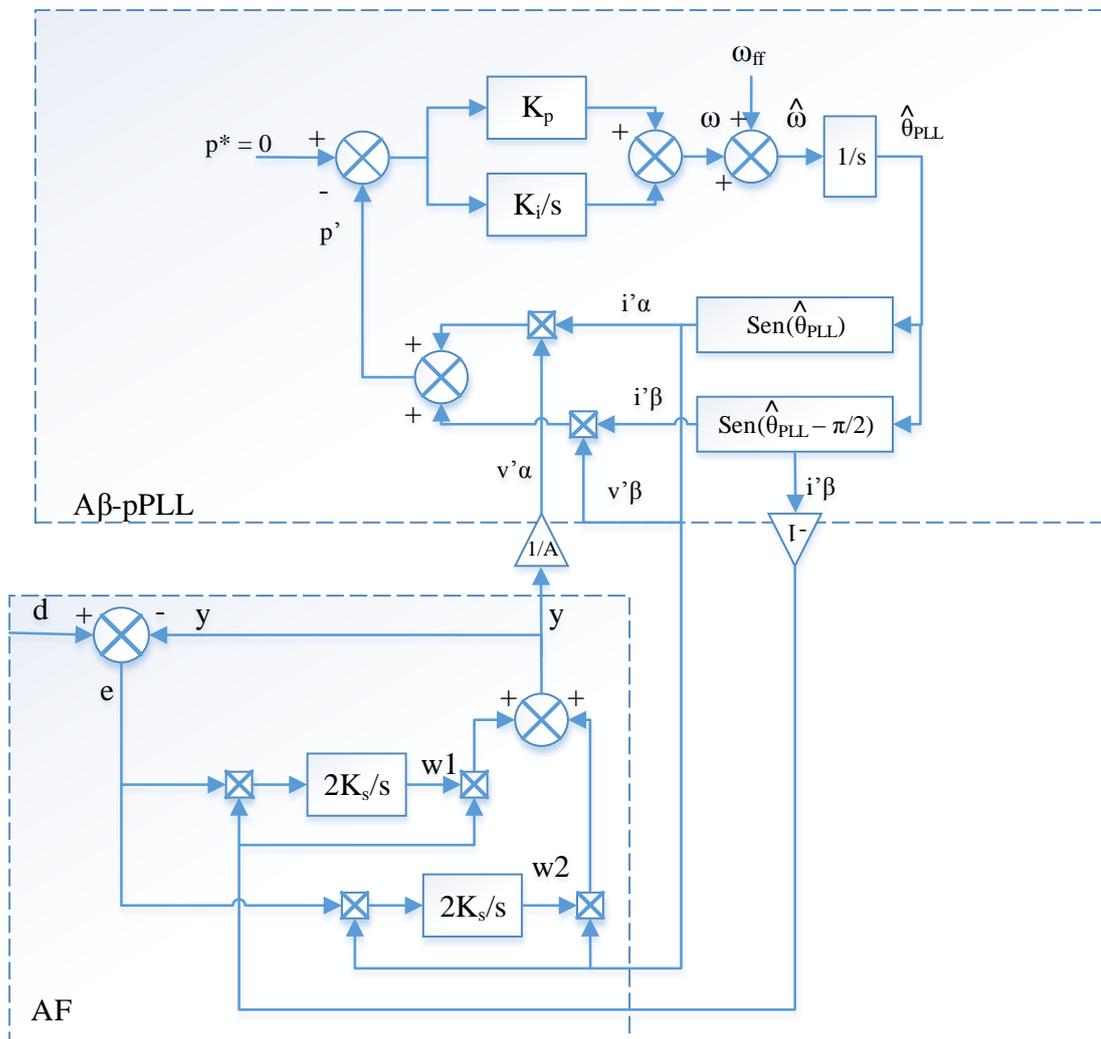


Figura 4.5 - Diagrama de bloco AF- $\alpha\beta$ -pPLL.

O método AF- $\alpha\beta$ -pPLL, é baseado na teoria de potência ativa instantânea trifásica (pPLL) para a estimação do ângulo de fase. Devido ao pPLL proposto ser monofásico, o mesmo é desenvolvido na coordenada fictícia $\alpha\beta$ ($\alpha\beta$ -pPLL).

O princípio de funcionamento do $\alpha\beta$ -pPLL consiste em cancelar a componente CC da potência fictícia instantânea p' , assim, quando for anulado, sinal de saída do PLL estará atracadado com o ângulo de fase da rede elétrica. Entretanto, para que possa anular o valor de p' , as correntes fictícias $i'\alpha$ e $i'\beta$, devem ser ortogonais às suas respectivas tensões $v'\alpha$ e $v'\beta$, onde $v'\alpha$ e $v'\beta$ são tensões ortogonais. As tensões, correntes e

potência instantânea fictícias do $\alpha\beta$ -pPLL são representadas pelas equações (4.16)-(4.19). Para otimizar a atracação do PLL proposto, é utilizado um filtro adaptativo (AF) para extrair apenas a componente fundamental da rede elétrica, desta forma a tensão v_a fictícia é gerada pelo filtro adaptativo, portanto $v_a = v'_\alpha$.

$$\begin{vmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} v_a(\omega t) \\ v_a(\omega t - \pi/2) \end{vmatrix} \quad (4.16)$$

$$\begin{vmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_a(\theta^*) \\ i_a(\theta^* - \pi/2) \end{vmatrix} \quad (4.17)$$

$$p' = v_a \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\theta^*) + v_a \cdot \text{sen}(\omega t - \pi/2) \cdot \text{sen}(\theta^* - \pi/2) \quad (4.18)$$

$$p' = v'_\alpha \cdot i'_\alpha + v'_\beta \cdot i'_\beta = \bar{p}' + \tilde{p}' \quad (4.19)$$

O algoritmo AF é usado para extrair a componente de sequência positiva em um sistema trifásico fictício, como descrito em (BACON; SILVA; CAMPANHOL; ANGÉLICO, 2014). Desta forma o sinal de saída do AF, é expresso por:

$$y(n) = \sum_{k=1}^N x_k(n) \cdot w_k(n) \quad (4.20)$$

Sendo N representa o número de saídas do AF, neste trabalho N=2 e x_k é representado pelas saídas do AF. Através da Figura 13, pode ser obtido o sinal de saída normalizada do AF em função de seus pesos.

$$\hat{y} = \frac{(-w_1 \cdot i'_\beta + w_2 \cdot i'_\alpha)}{A} \quad (4.21)$$

Sendo A é a tensão de pico da rede elétrica aplicado na entrada do filtro ($V_{rede=d}$), a tensão de entrada é do filtro é dada por:

$$d(n) = e(n) + y(n) \quad (4.22)$$

Segundo Bacon, Silva, Campanhol e Angélico (2014), o procedimento de atualização dos pesos do AF, pode ser expresso pela equação (4.23).

$$w_k(n + 1) = w_k(n) + 2 \cdot \mu \cdot e(n) \cdot x_k \quad (4.23)$$

Onde μ é o parâmetro de largura de passo do AF.

4.6. MODELAGEM CA DE PEQUENOS SINAIS ATRAVÉS DA TÉCNICA DE EQUAÇÕES MÉDIAS

Para realizar o controle do conversor Boost e do inversor FB, é proposto o controle multi-malhas para ambos. Onde para cada topologia é composto por duas malhas de controle, uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão, com o objetivo de conceder dinâmicas elevadas e estabilidade, como descrito em (SAMPAIO, 2010). O controle de multi-malhas proporciona um controle rápido para variações de carga. Para conversores (CC-CC ou CC-CA) o sistema multi-malha é fundamental, devido a finalidade de controlar as grandezas desejadas.

Nesta seção, são apresentadas as modelagens matemáticas com objetivo de dinamismo e estabilidade do sistema, por meio da modelagem CA de pequenos sinais através da técnica de equações médias. A modelagem CA de pequenos sinais, considera que em regime permanente a tensão média no indutor e a corrente média no capacitor são nulas. Através das equações médias, é aplicado uma perturbação na entrada do sistema, implicando em uma perturbação na saída. Desta forma, a modelagem CA de pequenos sinais são obtidos modelos lineares, em uma determinada faixa de operação.

4.6.1. Obtenção das equações médias para o conversor CC-CC *Boost*.

A análise dos elementos passivos do conversor Boost, deve ser efetuado em ambas etapas do conversor (chave aberta e fechada). O conversor Boost empregado na topologia de conversores CC-CC em série, é representado pela Figura 4.6.

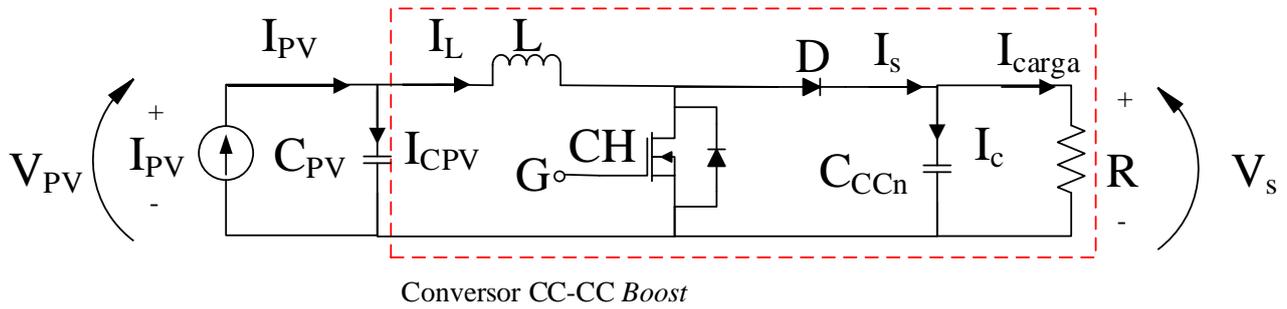


Figura 4.6 - Conversor utilizado na topologia de conversores CC-CC em série.

A Figura 4.7-a representa a primeira etapa de funcionamento quando a chave está fechada ($0 \leq t \leq T_s$).

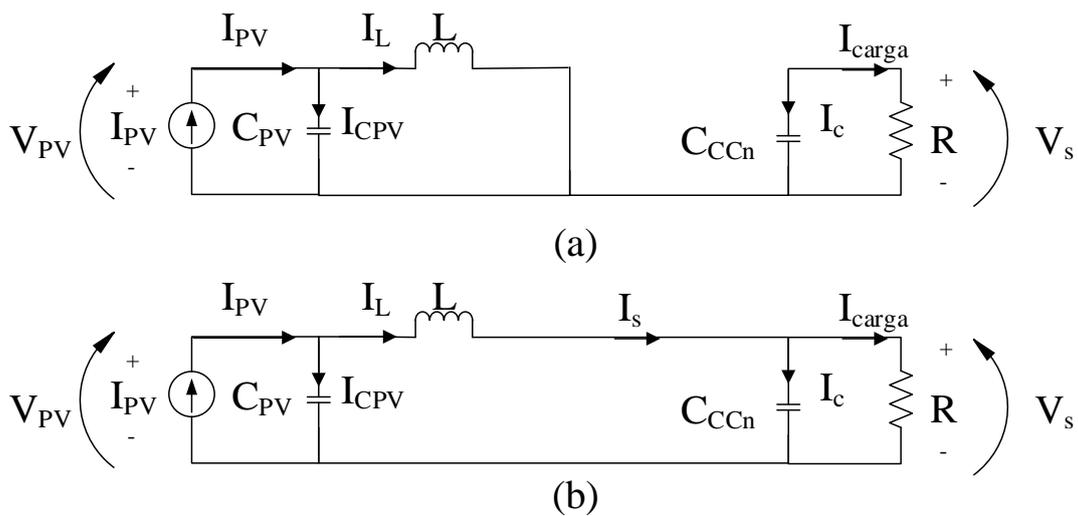


Figura 4.7 - Conversor utilizado na topologia de conversores CC-CC em série, quando a chave está fechada (a) e aberta (b).

Analisando os elementos passivos do conversor na etapa de funcionamento $0 \leq t \leq DT_s$, obtêm-se:

$$V_L(t) = L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} = V_{pv}(t) \quad (4.24)$$

$$I_c(t) = C_{CCn} \cdot \frac{dV_s(t)}{dt} = -I_{carga}(t) = -\frac{V_s(t)}{R} \quad (4.25)$$

$$I_{CPV}(t) = C_{pv} \cdot \frac{dV_{PV}(t)}{dt} = I_{PV}(t) - I_L(t) \quad (4.26)$$

Efetuada a análise na segunda etapa de funcionamento, quando a chave está aberta ($D T_s \leq t \leq T_s$), tem-se:

$$V_L(t) = L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} = V_{pv}(t) - V_s(t) \quad (4.27)$$

$$I_C(t) = C_{CCn} \cdot \frac{dV_s(t)}{dt} = -I_s(t) = I_L(t) - \frac{V_s(t)}{R} \quad (4.28)$$

$$I_{CPV}(t) = C_{pv} \cdot \frac{dV_{PV}(t)}{dt} = I_{PV}(t) - I_L(t) \quad (4.29)$$

Considerando que a constante de tempo do conversor seja muito maior que o período de chaveamento, as ondulações nas formas de onda dos elementos passivos devido a comutação são desconsideradas, resultando apenas e componentes de baixa frequência, como descrito pela equação (4.30).

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} x(\tau) \cdot d\tau \quad (4.30)$$

Onde $\langle x(t) \rangle_{T_s}$, é representado pela média de $x(t)$ em um intervalo de comprimento T_s . Desta forma, aplicando a equação (4.30) na equação (4.24) e (4.27) do indutor, obtêm-se:

$$\langle V_L(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} V_L(\tau) \cdot d\tau \quad (4.31)$$

$$\langle V_L(t) \rangle_{T_s} = \langle L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} \rangle_{T_s} = D \cdot \langle V_{pv} \rangle_{T_s} + D' \cdot (\langle V_{pv} \rangle_{T_s} - \langle V_s \rangle_{T_s}) \quad (4.32)$$

Sendo $D'=(1-D)$, pode-se reduzir a equação à:

$$\langle V_L(t) \rangle_{T_s} = \langle L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} \rangle_{T_s} = \langle V_{pv} \rangle_{T_s} + D' \cdot \langle V_s \rangle_{T_s} \quad (4.33)$$

Desta forma a tensão média no indutor é dada pela equação (4.33). Aplicando (4.30) nas equações (4.25) e (4.28) do capacitor de saída do *Boost*, obtêm-se:

$$\langle I_C(t) \rangle_{T_S} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_t^{t+T_S} I_C(\tau) \cdot d\tau \quad (4.34)$$

$$\langle I_C(t) \rangle_{T_S} = \langle C_{CCn} \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} \rangle_{T_S} = -D \cdot \frac{\langle V_S \rangle_{T_S}}{R} + D' \cdot \left(-\frac{\langle V_S \rangle_{T_S}}{R} + \langle I_L \rangle_{T_S} \right) \quad (4.35)$$

Como:

$$-D \cdot \frac{\langle V_S \rangle_{T_S}}{R} - D' \cdot \frac{\langle V_S \rangle_{T_S}}{R} = -\frac{\langle V_S \rangle_{T_S}}{R} \quad (4.36)$$

Substituindo (4.36) em (4.35), tem-se:

$$\langle I_C(t) \rangle_{T_S} = \langle C_{CCn} \cdot \frac{dV_{CCc}(t)}{dt} \rangle_{T_S} = -\frac{\langle V_S \rangle_{T_S}}{R} + D' \cdot \langle I_L \rangle_{T_S} \quad (4.37)$$

A corrente média que flui através do capacitor de saída é dada pela equação (4.37). Aplicando a equação (4.30) nas equações (4.26) e (4.29) do capacitor de entrada, resulta em:

$$\langle I_{Cpv}(t) \rangle_{T_S} = \langle C_{pv} \cdot \frac{dV_{pv}(t)}{dt} \rangle_{T_S} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_t^{t+T_S} I_{Cpv}(\tau) \times d\tau \quad (4.38)$$

$$\langle I_{Cpv}(t) \rangle_{T_S} = \langle C_{pv} \cdot \frac{dV_{pv}(t)}{dt} \rangle_{T_S} = (D + D') \cdot \langle I_{PV} \rangle_{T_S} - (D + D') \cdot \langle I_L \rangle_{T_S} \quad (4.39)$$

$$\langle I_{Cpv}(t) \rangle_{T_S} = \langle C_{pv} \cdot \frac{dV_{pv}(t)}{dt} \rangle_{T_S} = \langle I_{PV} \rangle_{T_S} - \langle I_L \rangle_{T_S} \quad (4.40)$$

Onde a corrente média que flui através do capacitor de entrada é dada pela equação (4.40).

4.6.2. Perturbação e linearização do conversor *Boost*

Encontradas as médias das equações do conversor *Boost*, é aplicado uma perturbação no sistema, implicando em componentes CA. Devido a perturbação assume-

se que a tensão de entrada e a razão cíclica são compostas por componentes CC e CA, como descrito na equação (4.41).

$$\begin{aligned}
 \langle V_{pv}(t) \rangle_{T_s} &= V_{pv} + \hat{v}_{pv}(t) \\
 \langle i_L(t) \rangle_{T_s} &= I_L + \hat{I}_L(t) \\
 d(t) &= (D - \hat{d}(t)) \\
 \langle v_s(t) \rangle_{T_s} &= V_s + \hat{v}_s(t) \\
 \langle i_{pv}(t) \rangle_{T_s} &= I_{pv} + \hat{I}_{pv}(t)
 \end{aligned} \tag{4.41}$$

Considerando que a parcela CA é muito menor que a parcela CC, obtêm-se:

$$\begin{aligned}
 |V_{pv}| &\gg |\hat{v}_{pv}(t)| \\
 |I_L| &\gg |\hat{I}_L(t)| \\
 |V_s| &\gg |\hat{v}_s(t)| \\
 |D| &\gg |\hat{d}(t)| \\
 |I_{pv}| &\gg |\hat{I}_{pv}(t)|
 \end{aligned} \tag{4.42}$$

A tensão no indutor pode ser linearizada, através das equações (57) e (58). Substituindo (4.41) e (4.42) em (4.33), tem-se:

$$V_L + \hat{v}_L(t) = L \cdot \left(\frac{dI_L(t)}{dt} + \frac{d\hat{I}_L(t)}{dt} \right) = V_{pv} + \hat{v}_{pv}(t) + (D' - \hat{d}(t)) \cdot (V_s + \hat{v}_s(t)) \tag{4.43}$$

Aplicando a distributiva, obtêm-se:

$$L \cdot \left(\frac{dI_L(t)}{dt} + \frac{d\hat{I}_L(t)}{dt} \right) = V_{pv} + D' \cdot V_s + \hat{v}_{pv}(t) + D' \cdot \hat{v}_s(t) - \hat{d}(t) \cdot V_s - \hat{d}(t) \cdot \hat{v}_s(t) \tag{4.44}$$

A equação (4.44) é expressada por componentes CC, componente CA de primeira ordem e componente CA de segunda ordem. A fim de obter o modelo CA de pequenos sinais, é considerado apenas a componente CA de primeira ordem, os demais são removidos. Desta forma, obtêm-se:

$$\hat{v}_L(t) = L \cdot \left(\frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \right) = \hat{v}_{pv}(t) + \hat{d}(t) \cdot V_s - D' \cdot \hat{v}_s(t) \quad (4.45)$$

O modelo de pequenos sinais do indutor é representado pela equação (4.45).

Substituindo (4.41) e (4.42) na equação (4.37) da corrente no capacitor de saída, tem-se:

$$I_C + \hat{i}_C(t) = C_{CCn} \cdot \left(\frac{dV_s(t)}{dt} + \frac{d\hat{v}_s(t)}{dt} \right) = -\frac{V_s}{R} - \frac{\hat{v}_s(t)}{R} + (D' - \hat{d}(t)) \cdot (I_L + \hat{i}_L(t)) \quad (4.46)$$

Aplicando a propriedade distributiva na equação (4.46), resulta em:

$$I_C + \hat{I}_C(t) = C_{CCn} \cdot \left(\frac{dV_s(t)}{dt} + \frac{d\hat{v}_s(t)}{dt} \right) \quad (4.47)$$

$$I_C + \hat{i}_C(t) = -\frac{V_s}{R} - \frac{\hat{v}_s(t)}{R} + D' \cdot I_L + D' \cdot \hat{i}_L(t) - \hat{d}(t) \cdot I_L - \hat{d}(t) \cdot \hat{i}_L(t)$$

Considerando apenas a componente CA de primeira ordem, obtêm-se:

$$\hat{i}_C(t) = C_{CC} \cdot \left(\frac{d\hat{v}_s(t)}{dt} \right) = -\frac{\hat{v}_s(t)}{R} + D' \cdot \hat{i}_L(t) - \hat{d}(t) \cdot I_L \quad (4.48)$$

O modelo de pequenos sinais do capacitor de saída é representado pela equação (4.48).

Substituindo (4.41) e (4.42) na equação (4.40) da corrente no capacitor de entrada, tem-se:

$$I_{Cpv} + \hat{i}_{Cpv}(t) = C_{pv} \cdot \left(\frac{dV_{pv}(t)}{dt} + \frac{d\hat{v}_{pv}(t)}{dt} \right) = (I_{PV} + \hat{i}_{PV}(t)) - (I_L + \hat{i}_L(t)) \quad (4.49)$$

Considerando apenas a componente CA de primeira ordem, tem-se:

$$\hat{i}_{C_{pv}}(t) = C_{pv} \cdot \left(\frac{d\hat{v}_{pv}(t)}{dt} \right) = \hat{i}_{PV}(t) - \hat{i}_L(t) \quad (4.50)$$

O modelo de pequenos sinais do capacitor de entrada é representado pela equação (4.50).

4.6.3. Função transferência $G_{id}(s)$ do conversor *Boost*

Uma vez encontrada a modelagem de pequenos sinais através da técnica de equações médias, pode-se obter a função de transferência deste conversor, para que um controlador seja projetado. Sendo a corrente de referência é fornecida através da malha externa de tensão, como mostrado através da Figura 4.8.

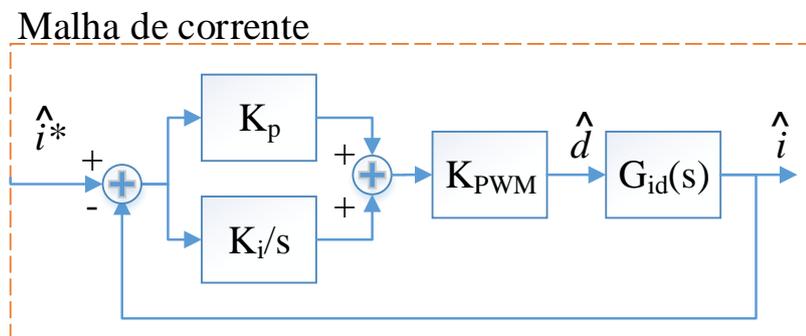


Figura 4.8 - Diagrama de bloco do controle da malha de corrente do Boost.

A função $G_{id}(s)$ é definida como a relação entre a corrente no indutor pela razão cíclica. Onde o controlador atuará na razão cíclica de modo a anular o erro entre o valor de referência e o sinal de saída da malha de corrente. A função transferência G_{id} , pode ser obtida através da aplicação da transformada de Laplace da equação (4.45).

Sendo $\hat{i}_{PV} - \hat{i}_L = \hat{i}$, obtêm-se:

$$L \cdot s \cdot \hat{i}(s) = \hat{v}_{pv}(s) + \hat{d}(s) \cdot V_s - D' \cdot \hat{v}_s(s) \quad (4.51)$$

Com o objetivo de encontrar a função transferência $G_{id}(s)$, será apenas considerado as perturbações $\hat{i}(t)$ e $\hat{d}(s)$, desta forma tem-se:

$$L \cdot s \cdot \hat{i}(s) = \hat{d}(s) \cdot V_s \quad (4.52)$$

Desta forma, encontra-se a função transferência desejada, através do isolamento das variáveis da equação (4.52), obtêm-se:

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_s}{L \cdot s} \quad (4.53)$$

4.6.4. Função transferência $G_{vi}(s)$ do conversor *Boost*

A função transferência $G_{vi}(s)$ da malha de tensão, para obtenção do controlador é representado pela Figura 4.9. Onde a tensão de referência é fornecida através do algoritmo MPPT.

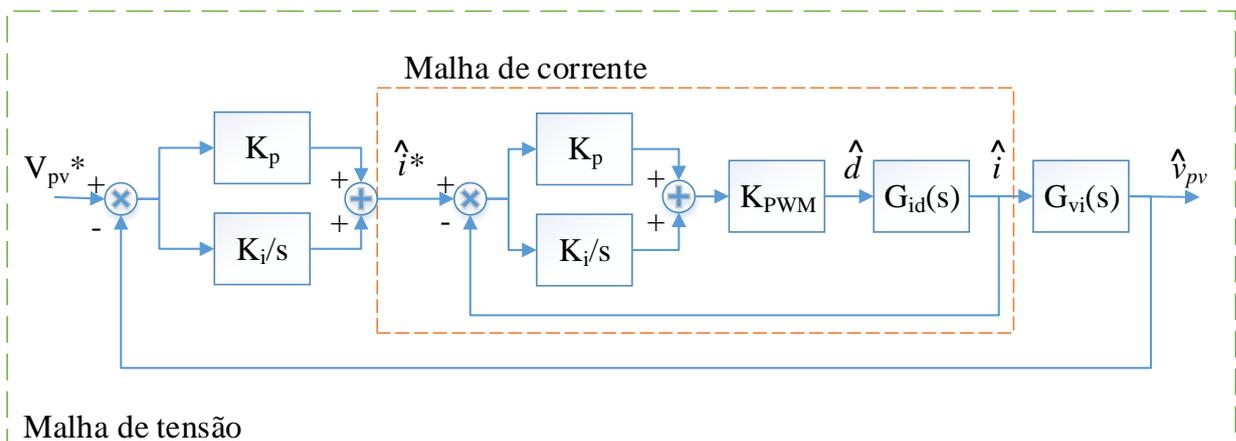


Figura 4.9 - Diagrama de bloco do controle da malha de tensão do Boost.

A função $G_{vi}(s)$ é definida como, a relação entre a corrente no indutor pela tensão do módulo/arranjo PV. Onde o controlador atuará na corrente do indutor de modo a anular o erro entre o valor de referência e o sinal de saída da malha de tensão. A função

transferência $G_{vi}(s)$, pode ser obtida através da aplicação da transformada de Laplace da equação (4.50), sendo $\hat{i}_{pV} - \hat{i}_L = \hat{i}$.

$$C_{pv} \cdot s \cdot \hat{v}_{pv}(s) = \hat{i}(t) \quad (4.54)$$

Desta forma encontra-se a função transferência desejada, através do isolamento das variáveis da equação (4.54).

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{i}(s)} = \frac{1}{C_{pv} \cdot s} \quad (4.55)$$

Porém, como mostrado nos capítulos anteriores o conversor *Boost* tem dois modos de operação, em MPPT ou OVL. Desta forma é necessário encontrar a malha de controle de tensão quando o sistema operar em OVL. A função transferência $G_{vi}(s)$ da malha de tensão, para obtenção do controlador operando em OVL, é representado pela Figura 4.10. Onde a tensão de referência é fornecida através do algoritmo supervisor.

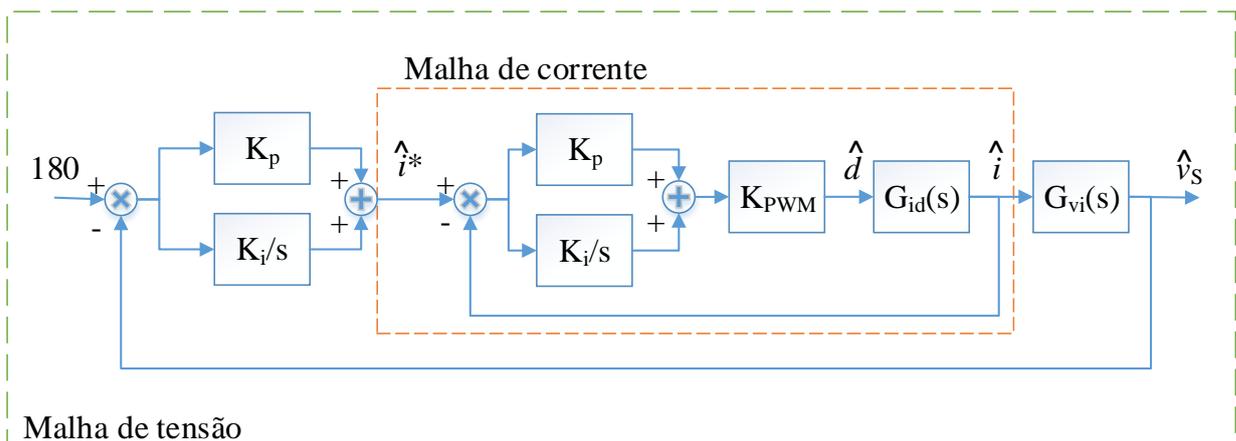


Figura 4.10 - Diagrama de bloco do controle da malha de tensão do Boost operando em OVL.

A função $G_{vi}(s)$ é definida como, a relação entre a corrente no indutor pela tensão do módulo/arranjo PV. Onde o controlador atuará na corrente do indutor de modo a anular

o erro entre o valor de referência e o sinal de saída da malha de tensão. A função transferência $G_{vi}(s)$, pode ser obtida através da aplicação da transformada de Laplace da equação (4.49).

$$\hat{i}_{CC}(t) = C_{CCn} \cdot \left(\frac{d\hat{v}_S(t)}{dt} \right) = -\frac{\hat{v}_S(t)}{R} + D' \cdot \hat{v}_S(s) \quad (4.56)$$

Desta forma, encontra-se a função transferência desejada, através do isolamento das variáveis da equação (4.53).

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_S(s)}{\hat{i}_L(t)} = \frac{D' \cdot R}{R \cdot C_{CCn} \cdot s + 1} \quad (4.57)$$

4.6.5. Obtenção das equações médias para o inversor CC-CA *Full-Bridge*

A análise dos elementos passivos do inversor FB, deve ser efetuado em ambas etapas do inversor (chave aberta e fechada). O inversor FB empregado na topologia de conversores CC-CC em série, é representado pela Figura 4.11.

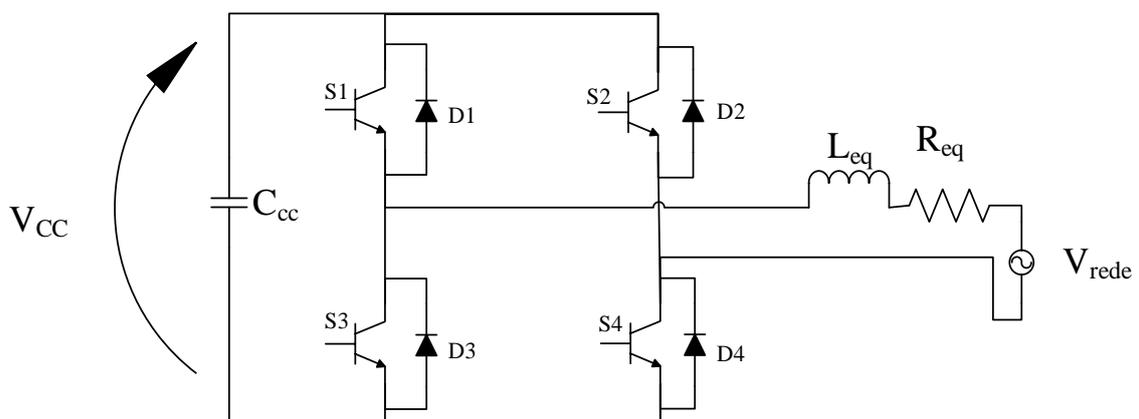


Figura 4.11 - Inversor Full-Bridge

Na modulação de três níveis, a tensão de saída do inversor V_{ab} varia entre o valor zero, positivo e negativo. Segundo Lindeke (2003) as etapas de funcionamento do inversor podem ser representadas através da Figura 4.12.

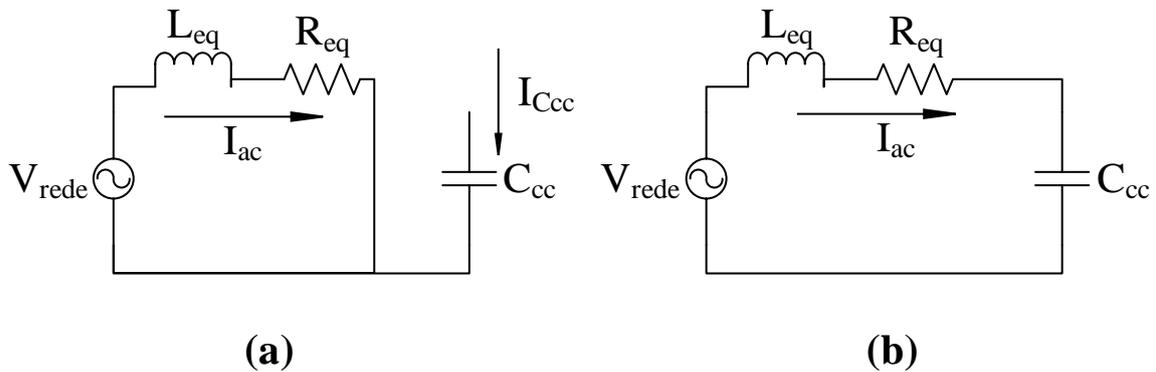


Figura 4.12 - Etapas de funcionamento do inversor.

Analisando os elementos passivos do inversor na etapa de funcionamento $0 \leq t \leq DT_s$, sendo $V_{Leq} = V_{Linv}$, obtêm-se:

$$V_{Linv}(t) = L_{eq} \cdot \frac{dI_{ac}(t)}{dt} = V_{rede}(t) - R_{eq} \cdot I_{ac}(t) \quad (4.58)$$

$$I_{Ccc}(t) = C_{cc} \cdot \frac{dV_{Ccc}(t)}{dt} = 0 \quad (4.59)$$

Efetuada a análise na segunda etapa de funcionamento ($D T_s \leq t \leq T_s$), tem-se:

$$V_{Linv}(t) = L_{eq} \cdot \frac{dI_{ac}(t)}{dt} = V_{rede}(t) - V_{Ccc}(t) - R_{eq} \cdot I_{ac}(t) \quad (4.60)$$

$$I_{Ccc}(t) = C_{cc} \cdot \frac{dV_{Ccc}(t)}{dt} = I_{ac}(t) \quad (4.61)$$

Análogo a consideração efetuada pelo conversor Boost onde a constante de tempo do conversor seja muito maior que o período de chaveamento, desta forma as ondulações nas formas de onda dos elementos passivos devido a comutação são desconsideradas,

como descrito na equação (4.30). Desta forma aplicando (4.30) nas equações do indutor (4.58) e (4.60), tem-se:

$$\langle V_{Linv}(t) \rangle_{T_S} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_t^{t+T_S} V_L(\tau) \cdot d\tau \quad (4.62)$$

$$\langle V_{Linv}(t) \rangle_{T_S} = \langle L_{eq} \cdot \frac{dI_{ac}(t)}{dt} \rangle_{T_S} \quad (4.63)$$

$$\langle V_{Linv}(t) \rangle_{T_S} = D \cdot (\langle V_{rede} \rangle_{T_S} - R_{eq} \cdot \langle I_{ac} \rangle_{T_S}) + D' \cdot (\langle V_{rede} \rangle_{T_S} - R_{eq} \cdot \langle I_{ac} \rangle_{T_S} - \langle V_{CC} \rangle_{T_S})$$

Reduzindo a equação (4.63), Obtêm-se:

$$\langle V_{Linv}(t) \rangle_{T_S} = \langle L_{eq} \cdot \frac{dI_{ac}(t)}{dt} \rangle_{T_S} = \langle V_{rede} \rangle_{T_S} - R_{eq} \cdot \langle I_{ac} \rangle_{T_S} - D' \cdot \langle V_{CC} \rangle_{T_S} \quad (4.64)$$

A tensão média no indutor é dada pela equação (4.64). Aplicando (4.30) nas equações do capacitor (4.59) e (4.61), tem-se:

$$\langle I_{Ccc}(t) \rangle_{T_S} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_t^{t+T_S} I_{Ccc}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.65)$$

$$\langle I_{Ccc}(t) \rangle_{T_S} = \langle C_{CC} \cdot \frac{dV_{Ccc}(t)}{dt} \rangle_{T_S} = D' \cdot \langle I_{ac} \rangle_{T_S} \quad (4.66)$$

Onde a corrente média que flui através do capacitor do barramento CC é dada pela equação (4.66).

4.6.6. Perturbação e linearização do inversor *Full-Bridge*

Encontradas as médias das equações do inversor *Full-Bridge*, é aplicado uma perturbação no sistema, implicando em uma componentes AC. Desta forma, tem-se:

$$\begin{aligned}
\langle v_{CC}(t) \rangle_{T_S} &= V_{CC} + \hat{v}_{CC}(t) \\
\langle i_{ac}(t) \rangle_{T_S} &= I_{ac} + \hat{i}_{ac}(t) \\
d(t) &= (D - \hat{d}(t)) \\
\langle v_{rede}(t) \rangle_{T_S} &= V_{rede} + \hat{v}_{rede}(t) \\
\langle v_{Linv}(t) \rangle_{T_S} &= V_{Linv} + \hat{v}_{Linv}(t)
\end{aligned} \tag{4.67}$$

Considerando que a parcela CA é muito menor que a parcela CC, obtêm-se:

$$\begin{aligned}
|V_{CC}| &\gg |\hat{v}_{CC}(t)| \\
|I_{ac}| &\gg |\hat{i}_{ac}(t)| \\
|V_{rede}| &\gg |\hat{v}_{rede}(t)| \\
|D| &\gg |\hat{d}(t)| \\
|V_{Linv}| &\gg |\hat{v}_{Linv}(t)|
\end{aligned} \tag{4.68}$$

A linearização da tensão do indutor é dada através da substituição das equações (4.67) e (4.68) em (4.64).

$$V_{Linv} + \hat{v}_{Linv} = L_{eq} \cdot \left(\frac{dI_{ac}(t)}{dt} + \frac{d\hat{i}_{ac}(t)}{dt} \right) \tag{4.69}$$

$$V_{Linv} + \hat{v}_{Linv} = V_{rede} + \hat{v}_{rede}(t) - (I_{ac} + \hat{i}_{ac}(t)) \cdot R_{eq} - (D' - \hat{d}(t)) \cdot (V_{CC} + \hat{v}_{CC}(t))$$

Considerando apenas a componente CA de primeiro grau, tem-se:

$$\begin{aligned}
\hat{v}_{Linv} &= L_{eq} \cdot \left(\frac{d\hat{i}_{ac}(t)}{dt} + \frac{d\hat{d}(t)}{dt} \right) \\
&= \hat{v}_{rede}(t) - \hat{i}_{ac}(t) \cdot R_{eq} - D' \cdot \hat{v}_{CC}(t) + \hat{d}(t) \cdot V_{CC}
\end{aligned} \tag{4.70}$$

O modelo de pequenos sinais da tensão no indutor de acoplamento de saída é representado pela equação (4.70).

Análogo ao indutor de acoplamento, é efetuado as substituições das equações (4.67) e (4.68) na corrente média do capacitor (4.66).

$$I_{CC} + \hat{i}_{CC}(t) = C_{CC} \cdot \left(\frac{dV_{CC}(t)}{dt} + \frac{d\hat{v}_{CC}(t)}{dt} \right) = (D' - \hat{d}(t)) \cdot (I_{ac} + \hat{i}_{ac}(t)) \quad (4.71)$$

Considerando apenas a componente CA de primeira ordem, tem-se:

$$\hat{i}_{CC}(t) = C_{CC} \cdot \left(\frac{d\hat{v}_{CC}(t)}{dt} \right) = D' \cdot \hat{i}_{ac}(t) - \hat{d}(t) \cdot I_{ac} \quad (4.72)$$

O modelo de pequenos da corrente que flui através do capacitor do barramento CC é representado pela equação (4.72).

4.6.7. Função transferência $G_{id}(s)$ do inversor *Full-Bridge*

Encontrado a modelagem de pequenos sinais por meio da técnica de equações médias, pode-se obter a função de transferência do inversor, para que um controlador seja obtido. A corrente de referência é fornecida através da malha externa de tensão, como mostrado por meio da Figura 4.13.

Malha de corrente

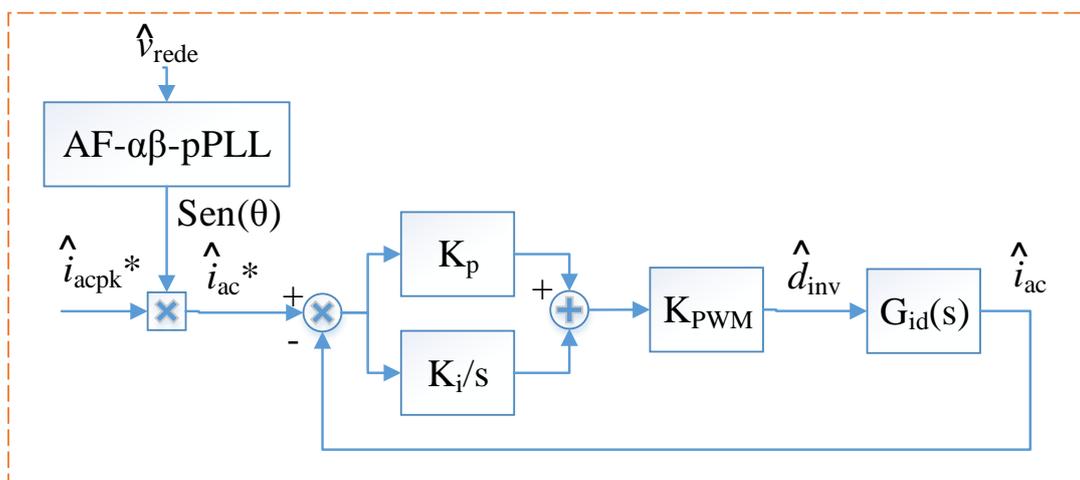


Figura 4.13 - Diagrama de bloco do controle da malha de corrente do inversor Full-Bridge.

A função $G_{id}(s)$ é definida como, a relação entre a corrente no indutor pela razão cíclica. A função transferência G_{id} , pode ser obtida por meio da aplicação da transformada de Laplace da equação (4.67).

$$L_{eq} \cdot \hat{i}_{ac}(s) \cdot s = \hat{v}_{rede}(s) - \hat{i}_{ac}(s) \cdot R_{eq} - D' \cdot \hat{v}_{CC}(s) + \hat{d}(s) \cdot V_{CC} \quad (4.73)$$

Com o objetivo de encontrar a função transferência $G_{id}(s)$, será apenas considerado as perturbações desejadas para função transferência.

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{ac}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{1}{L_{eq} \cdot s + R_{eq}} \quad (4.74)$$

Através da Figura 4.13 é possível observar que há um ganho do modulador PWM (K_{PWM}), o qual pode ser calculado através das equações (4.75) e (4.76), como descrito em (ANGÉLICO; CAMPANHOL; SILVA, 2014; LINDEKE, 2003).

$$P_{PWM} = \frac{F_{Clock}}{2 \cdot F_s} \quad (4.75)$$

$$K_{PWM} = \frac{2}{P_{PWM}} \quad (4.76)$$

Sendo P_{PWM} o valor de pico da portadora triangular e F_{Clock} a frequência de operação do microprocessador.

4.6.8. Função transferência $G_{vi}(s)$ do inversor *Full-Bridge*

A função transferência $G_{vi}(s)$ da malha de tensão, para obtenção do controlador é representado pela Figura 4.14.

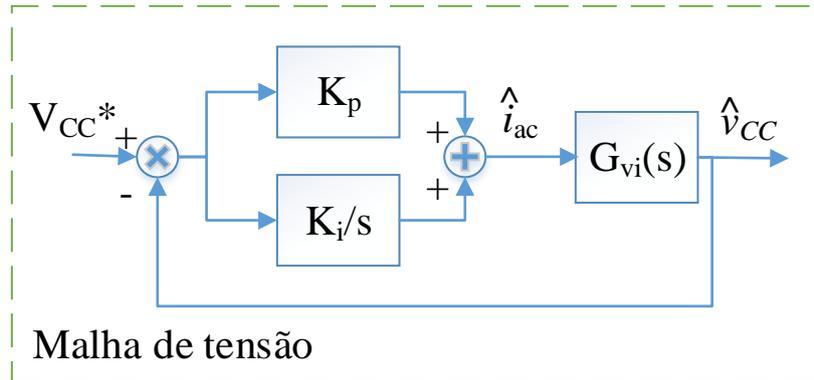


Figura 4.14 - Diagrama de bloco do controle da malha de tensão do Full-Bridge.

A função transferência $G_{vi}(s)$ é definida como, a relação entre a corrente I_{ac} pela tensão do barramento CC. A malha de controle de tensão do inversor Full-Bridge é responsável por garantir que o sistema opere na referência de tensão emitida pelo algoritmo supervisor. Em um sistema monofásico, a potência instantânea (p) é dado pelo produto da tensão instantânea (V_{Rede}) e corrente instantânea da rede elétrica (I_{Rede}), como dado pela equação 4.77.

$$p = V_{Rede} \cdot I_{Rede} = V_p \cdot \text{sen}(wt) \cdot I_{ACpk} \cdot \text{sen}(wt) \quad (4.77)$$

A equação (4.77) pode ser representada pelas respectivas pelas amplitudes da rede elétrica, V_p e I_{ACpk} , como dado pela equação (4.78).

$$p = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{ACpk}}{\sqrt{2}} = \frac{V_p \cdot I_{ACpk}}{2} \quad (4.78)$$

A fim de simplificar os cálculos, é considerado que a tensão da rede elétrica apenas possui uma componente fundamental, livre de harmônicos. Assim, a potência média da rede elétrica é dado por:

$$\bar{p} = \frac{V_p \cdot I_{ACpk}}{2} \quad (4.79)$$

As grandezas das equações (4.78) e (4.79), podem ser representadas no sistema de eixo de referência síncrona, ou seja, V_d e I_d (SILVA; et al., 2014, SILVA; et al., 2015).

$$V_p = v'_\alpha \cdot \cos(\theta_{PLL}) + v'_\beta \cdot \sin(\theta_{PLL}) \quad (4.80)$$

$$I_p = i'_\alpha \cos(\theta_{PLL}) + i'_\beta \sin(\theta_{PLL}) \quad (4.81)$$

Sendo θ_{PLL} o ângulo de fase da rede elétrica, obtido através do AF- $\alpha\beta$ -pPLL. Este dispositivo apresenta uma alta precisão na obtenção do ângulo e frequência, independentes dos distúrbios da rede elétrica.

Através das equações (4.80) e (4.81), é possível obter a potência ativa instantânea de saída (p_{out}), como descrita na equação (4.82).

$$p_{out} = \frac{V_p \cdot i_{pL}}{2} = \frac{v_p \cdot (i_{CC} + i_{CA})}{2} \quad (4.82)$$

Sendo I_{cc} a parcela ativa da corrente, I_{CA} a corrente alternada do sistema de referência síncrona e i_{pL} representa o ângulo de fase da potência da rede elétrica, que pode ser estimado pelo sistema PLL. Considerando que $I_{ac} = I_{CC}$, é possível obter a equação (4.83).

$$p_{in} = \frac{V_p \cdot I_{CC}}{2} = V_{CC} \cdot I_{CC} = p_{CC} \quad (4.83)$$

A corrente do barramento CC é expressa por:

$$I_{CC} = C_{CC} \cdot \frac{dV_{CC}}{dt} = \frac{V_p \cdot I_{CC}}{2 \cdot V_{CC}} \quad (4.84)$$

Igualando as equações (4.83) e (4.84), obtêm-se:

$$I_{CC} = C_{CC} \cdot \frac{dV_{CC}}{dt} = \frac{V_p \cdot I_{CC}}{2 \cdot V_{CC}} \quad (4.85)$$

Aplicando a modelagem CA de pequenos sinais na equação (4.85) através da técnica de equações médias, assim obtêm-se:

$$\langle V_{CC}(t) \rangle_{T_s} \cdot \frac{d\langle V_{CC}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{V_p \cdot \langle I_{CC} \rangle_{T_s}}{2 \cdot C_{CC}} \quad (4.86)$$

Encontradas as médias das equações do inversor *Full-Bridge*, é aplicado uma perturbação no sistema, implicando em componentes CA. Devido a perturbação assume-se que a tensão de entrada e a razão cíclica são compostas por componentes CC e CA, como descrito nas equações (4.67) e (4.68), obtêm-se:

$$[V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t)] \cdot \left[\frac{dV_{cc}}{dt} + \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} \right] = \frac{V_p \cdot [I_{cc} + \hat{i}_{cc}(t)]}{2 \cdot C_{cc}} \quad (4.87)$$

Aplicando a propriedade distributiva na equação (4.87), é possível obter a equação (4.88).

$$V_{cc} \cdot \frac{dV_{cc}}{dt} + \hat{v}_{cc}(t) \cdot \frac{dV_{cc}}{dt} + V_{cc} \cdot \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} + \hat{v}_{cc}(t) \cdot \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} = \frac{V_p \cdot I_{cc} + V_p \cdot \hat{i}_{cc}(t)}{2 \cdot C_{cc}} \quad (4.88)$$

A equação (4.88) é expressada por componentes CC, componente CA de primeira ordem e componente CA de segunda ordem. A fim de obter o modelo CA de pequenos sinais, é considerado apenas a componente CA de primeira ordem, os demais são removidos. Desta forma, obtêm-se:

$$V_{cc} \cdot \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} = \frac{V_p \cdot \hat{i}_{cc}(t)}{2 \cdot C_{cc}} \quad (4.89)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (4.89) e rearranjando-a é possível encontrar a função de transferência da malha de tensão do inversor *Full-Bridge*.

$$G_{vi}(s) = \frac{V_{cc}(s)}{\hat{i}_{cc}(s)} = \frac{V_p}{2 \cdot C_{cc} \cdot V_{cc} \cdot s} \quad (4.90)$$

4.7. Controlador PI

O objetivo do controlador PI é reduzir o erro em regime estacionário do sistema (ANGÉLICO; CAMPANHOL; SILVA, 2014), garantindo que o sistema possua a margem de fase (entre 30° e 90°) e frequência de cruzamento desejada. O controlador

pode ser obtido por meio da análise do domínio da frequência (diagrama de Bode) (OGATA, 2010). A função transferência do controlador é dado por:

$$G_C'(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_i \cdot \left(\frac{T_i \cdot s + 1}{s} \right) \quad (4.91)$$

Sendo K_p é o ganho proporcional, K_i é o ganho do integrador e T_i é o tempo integral. Através do diagrama de bode é encontrada a margem de fase (MF) do sistema, para a frequência de cruzamento desejada. Para que haja estabilidade do sistema é atribuído que a frequência de cruzamento (f_c) seja menor que $\frac{1}{4}$ da frequência de chaveamento. Uma vez encontrada MF do sistema, é necessário encontrar a margem de fase que o controlador deverá introduzir no sistema e o ganho, sendo que:

$$G_C'(s) = \frac{T_i \cdot s + 1}{s} \quad (4.92)$$

Desta forma tem-se:

$$\angle C(s)|_{f=f_c} = \phi = \tan^{-1}(f_c \cdot T_i) - 90^\circ \quad (4.93)$$

Portanto:

$$T_i = \frac{\tan(\phi + 90^\circ)}{2 \cdot \pi \cdot f_c} \quad (4.94)$$

Após é plotado o gráfico de $G_C'(s)G(s)$, onde $G(s)$ é a função de transferência da malha do sistema, é calculado o ganho de K_i de modo que o sistema apresente 0 dB em f_c . Com o valor de K_i obtido, por meio da equação (4.95) é possível encontrar o valor de K_p .

$$(4.95)$$

$$K_p = K_i \cdot T_i$$

4.8. Conversores CC-CC em série para redução do efeito de sombreamento em arranjos fotovoltaicos

Tendo efetuado o dimensionamento de todos os controladores, implementado os algoritmos abordados e efetuado todos os dimensionamentos dos elementos passivos, é possível implementar a topologia aborda, a fim de injetar potência ativa na rede elétrica, extraindo a máxima potência do arranjo fotovoltaico e reduzindo o efeito de sombreamento parcial no mesmo. Integrando todos os conceitos abordados é possível obter a topologia deste trabalho, como ilustrado pela Figura 4.15.

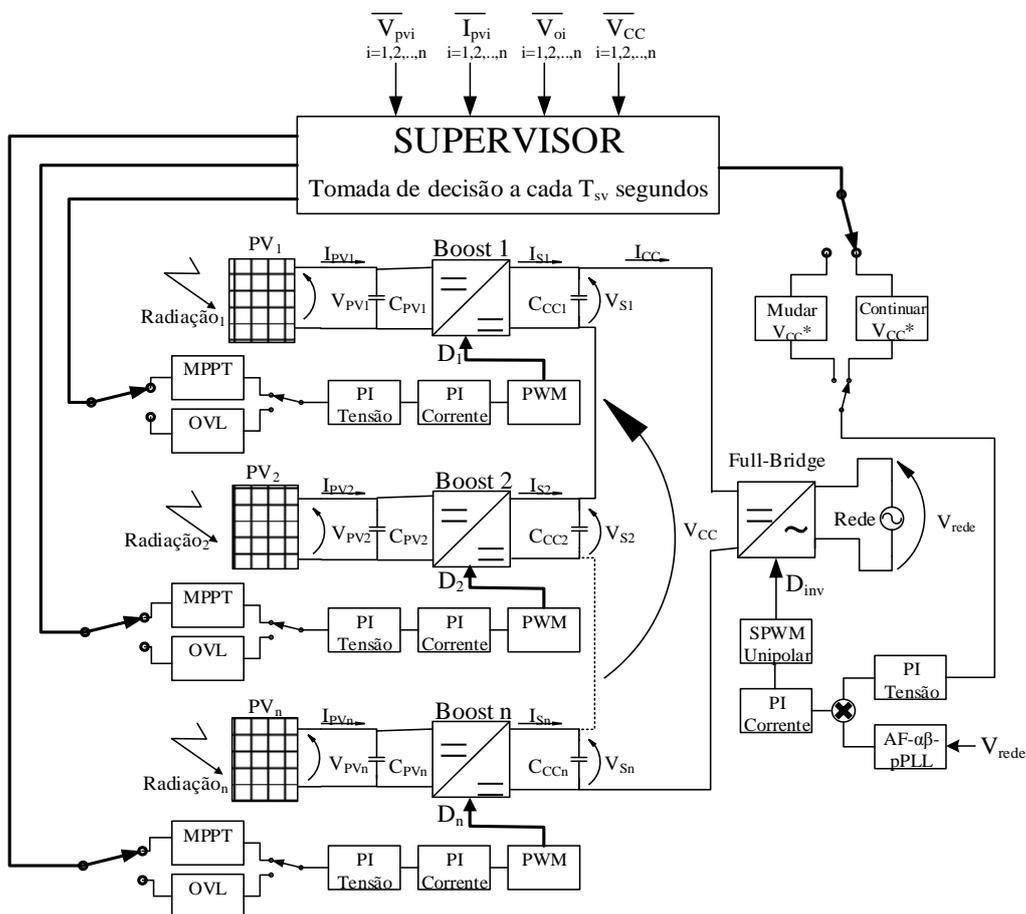


Figura 4.15 - Conversores CC-CC em série para redução do efeito de sombreamento em arranjos fotovoltaicos.

Como ilustrado pela Figura 4.15, onde cada conversor *Boost* é controlado individualmente e interligado a um módulo/arranjo PV. Possibilitando a conexão de conversores em série no mesmo barramento CC, onde é interligado com um inversor FB.

O inversor FB possui duas malhas de controle análogo aos conversores *Boost*, uma modulação de três níveis e um sistema AF- $\alpha\beta$ -pPLL para o sincronismo com a rede elétrica. Interligado com todo esse sistema citado, está o algoritmo supervisor, o qual tem o objetivo de proteger o sistema de violação de tensão e otimizar a extração de potência da topologia.

4.9. CONCLUSÃO

No contexto de geração distribuída, a conexão entre o PV e a rede elétrica distribuição requer o uso de conversores estáticos de potência, possuindo dois estágios de conversão. O primeiro estágio conversão, tem como objetivo de elevar a tensão disponível nos terminais do *string* a uma tensão maior que a tensão de pico da rede elétrica. O segundo estágio de conversão tem o objetivo de condicionar toda energia presentes nos *strings*, para a forma de CA para conexão deste com a rede elétrica.

Com o objetivo de injeção de potência ativa na rede elétrica, neste capítulo foi apresentado o dispositivo AF- $\alpha\beta$ -pPLL, o qual será empregado neste trabalho. Este dispositivo apresenta uma alta precisão na obtenção do ângulo de fase e frequência, independentes dos distúrbios da rede elétrica.

Neste capítulo foi descrito a modelagem CA de pequenos sinais para os conversores estáticos de potência, quando o sistema operar em MPPT e OVL. Através destes modelos pode-se encontrar as funções de transferências desejadas, sendo o controle é realizado através de multi-malhas. E por fim, foi descrito o processo para obtenção dos controladores PI.

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

5.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos por meio de simulações numéricas da topologia de conversores CC-CC em série para redução do efeito de sombreamento em arranjos fotovoltaicos. Sendo efetuadas através dos softwares MATLAB® e o PSIM®, nos quais foram implementados, as estruturas de potência da topologia abordada, o dispositivo PLL, os controladores de corrente e tensão, os algoritmos de MPPT e o algoritmo supervisor. A simulação computacional tem como objetivo verificar e validar a proposta do trabalho de conclusão de curso.

Sendo neste capítulo serão apresentados os parâmetros utilizados e o dimensionamento dos controladores. Além disso, será realizada uma análise comparativa entre os métodos de MPPT, uma análise da topologia abordada quando submetido à variação de radiação nos *strings*, e por fim uma a análise comparativa entre a topologia abordada e a convencional sob efeito de sombreamento parcial.

5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Em todos os sistemas fotovoltaicos, as simulações de painéis PV são imprescindíveis para análise do comportamento do sistema diante de variações climáticas. Para que se possa avaliar a eficiência e o funcionamento do sistema, é importante conhecer o modelo e as curvas características do painel fotovoltaico. Através do equacionamento da célula fotovoltaica descrito no capítulo 2, é possível encontrar as curvas características do painel PV de dado modelo. Com o objetivo de obter maior fidelidade do resultado via simulação computacional com o comportamento real, é utilizado as configurações do modelo *Sunmodule SW 245* da *Solarworld*. Na tabela 5.1 são apresentadas as principais características deste painel fotovoltaico sob as condições de teste padrão.

Tabela 5.1 - Características do painel modelo Sunmodule SW 245 da Solarworld.

Parâmetro		Valor
Máxima Potência	P_{MAX}	245 W _P
Tensão de MPPT	V_{MPPT}	30,8 V
Corrente de MPPT	I_{MPPT}	7,96 A
Tensão de circuito aberto	V_{OC}	37,5 V
Corrente de curto-circuito	I_{SC}	8,49 A

Conhecendo as características construtivas do painel desejado, é possível reproduzir suas curvas características I-V (corrente-tensão) e P-V (potencia-tensão) através da equação 2.1, como ilustrado a figura 5.1.

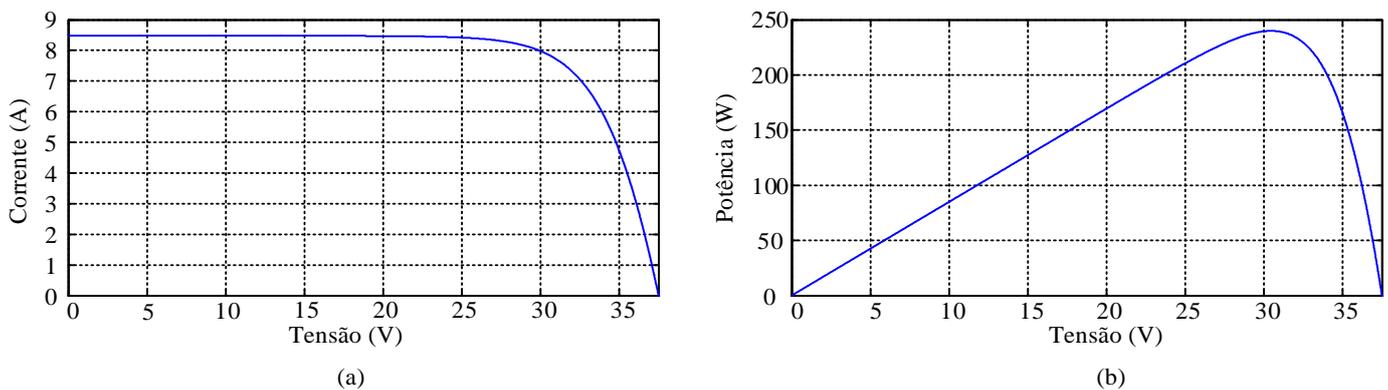


Figura 5.1 - Curvas características I-V (a) e P-V (b) do painel modelo Sunmodule SW 245 da Solarworld.

A fim de obter níveis de tensões e intensidades de correntes adequados para o projeto, foi utilizado em cada *string*, uma associação de dois painéis fotovoltaicos em série, elevando a potência fornecida nos terminais do *string*. Quando o *string* recebe o mesmo índice de radiação solar, a corrente gerada e que flui em cada painel PV será a mesma, resultando em apenas um MPP. Através da Figura 5.2 é possível observar as curvas características de um arranjo PV composto por dois painéis associados em série.

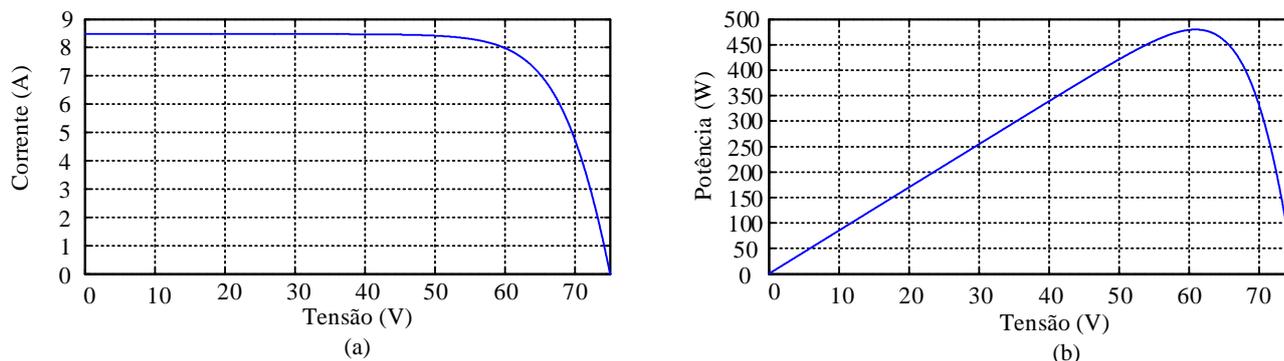


Figura 5.2 - Curvas características I-V (a) e P-V (b) da associação em série dos painéis do modelo Sunmodule SW 245 da Solarworld.

Uma vez conhecida as características construtivas dos *strings* como: as curvas características, a potência máxima e o seu ponto de máxima potência, conjuntamente com os conceitos apresentados nos capítulos anteriores é possível encontrar os parâmetros de simulação deste trabalho. A Tabela 5.2 mostra os parâmetros utilizados na simulação do sistema.

Tabela 5.2 - Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valor
Tensão eficaz da rede elétrica	V_{Rede} 220V
Frequência eficaz da rede elétrica	f 60Hz
Indutor de acoplamento	L_f 0,5mH
Indutância de dispersão do transformador	L_{df} 1,08mH
Resistência total de dispersão do transformador	R_{df} 0,265 Ω
Resistência série do indutor de acoplamento	R_{L_f} 0,22 Ω
Frequência de chaveamento dos conversores <i>Boosts</i>	$F_{S\text{boost}}$ 20kHz
Capacitâncias de entradas dos conversores <i>Boosts</i>	C_{PVn} 100 μ F
Indutâncias dos conversores <i>Boosts</i>	L_{Ln} 3mH
Capacitâncias de saídas dos conversores <i>Boosts</i>	C_{CCn} 470 μ F
Capacitância do barramento CC	C_{CC} 2,3mF
Ganho estático dos conversores <i>Boosts</i>	G_{Boost} 2,435
Frequência de chaveamento do inversor <i>Full-Bridge</i>	$F_{S\text{Inv}}$ 20kHz
Pico da triangular do modulador PWM do inversor	P_{PWM} 3750
Ganho do modulador PWM	K_{PWM} 5,33x10 ⁻⁴

As respectivas tensões de saídas dos conversores *Boosts* do sistema abordado dependem das variações climáticas e das tomadas de decisões do algoritmo supervisor. Assumindo uma operação normal, onde todos os geradores fotovoltaicos operam em MPPT, as tensões de saídas dos conversores dependem da tensão de referência do barramento CC, como descritas pelas equações (3.6) e (3.7). Entretanto, sob um desbalanceamento significativo de radiação nos *strings*, os conversores que violaram a tensão admissível e não respeitaram as condições descritas pela equações (3.5) e (3.7), operam em OVL limitando a tensão de saída dos conversores violados em 180 V.

5.3. PROJETO DOS CONTROLADORES

Para realizar o controle do sistema fotovoltaico utilizando a topologia de conversores CC-CC em série, foi proposto neste trabalho, um controle multi-malhas composto por duas malhas de controle, uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. Devido a necessidade do sistema ter dois modos de operação, foi preciso implementar dois controles multi-malhas. Um controle multi-malha permite que o sistema opere em MPPT e o outro que o sistema atue em OVL. Os dois controles multi-malhas foram representados no capítulo anterior pelas Figuras 4.9 e 4.10. Já o controle multi-malhas do inversor é composto por uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão representado pelas Figuras 4.13 e 4.14 respectivamente.

5.3.1. Projeto do controlador de corrente do *Boost* operando em MPPT

Para garantir o funcionamento dos conversores *Boosts* operando em MPPT são necessárias duas malhas de controle. Para garantir estabilidade do sistema, é atribuído que a frequência de cruzamento (f_c) seja menor que $\frac{1}{4}$ da frequência de chaveamento do conversor *Boost*. A partir da teoria apresentada no quarto capítulo, foi possível encontrar a função transferência G_{id} do conversor Boost operando em MPPT obtida na secção 4.6.3.

A partir dos parâmetros do conversor *Boost*, foi realizado um código que é implementado no MATLAB, a fim de encontrar os valores de K_p e K_i . O projeto do compensador PI foi obtido por meio da análise no domínio da frequência, utilizando o diagrama de Bode. A partir da equação (4.53), onde é apresentada a função transferência $G_{id}(s)$, sendo $V_s=150V$, é possível encontrar os controladores. A Tabela 5.3 denota os valores de projeto dos controladores com frequência de cruzamento e margem de fase desejada.

Tabela 5.3 - Valores de projeto dos controladores da malha de corrente operando em MPPT.

Parâmetro		Valor
Frequência de cruzamento desejada	F_c	3,33kHz
Margem de fase desejada	MF	65°

A partir dos valores da Tabela 5.3 é possível efetuar a análise no domínio da frequência, utilizando o diagrama de Bode. Na Figura 5.3 é mostrado o diagrama de Bode sem o compensador PI, na Figura 5.4 é mostrado o diagrama de Bode com o compensador PI.

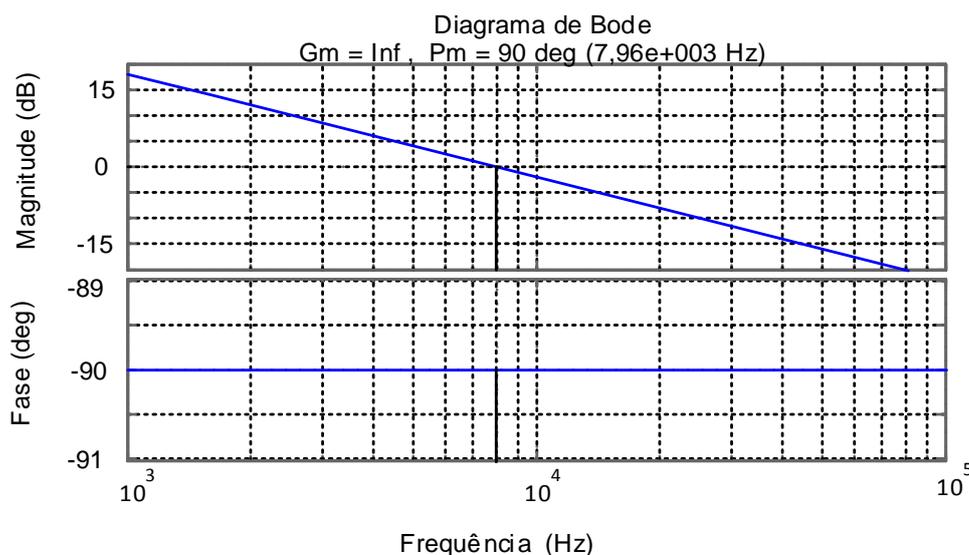


Figura 5.3 - Diagrama de Bode sem o controlador PI.

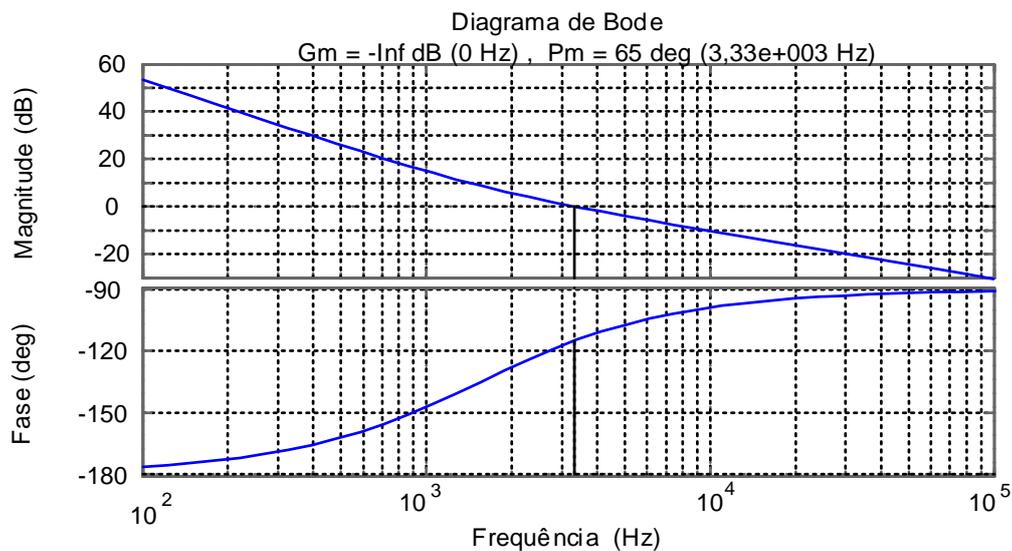


Figura 5.4 - Diagrama de Bode com o controlador PI.

Para realizar a validação e verificação da compensação efetuada, aplicou-se um degrau na função de transferência de corrente com compensador PI, como ilustrado a Figura 5.5.



Figura 5.5 - Resposta ao degrau da função transferência da malha de corrente com o compensador PI.

Uma vez efetuada a análise do domínio e frequência, utilizando o diagrama de Bode, é possível obter os ganhos dos controladores, os quais estão apresentados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 - Ganhos dos controladores PI da malha de corrente

Parâmetro	Valor
KP_{iMPPT}	0,3796 Ω
KI_{iMPPT}	$3,7076 \cdot 10^3 \Omega/s$

5.3.2. Projeto do controlador de tensão do *Boost* operando em MPPT

Uma vez encontrada a malha de corrente e seus controladores, é possível encontrar os controladores da malha de tensão do conversor *Boost* operando em MPPT. A malha de controle de tensão é responsável por garantir que o sistema opere na referência emitida pelo algoritmo MPPT, conseqüentemente, extraia a máxima potência disponíveis nos *strings*. A partir da teoria apresentada no quarto capítulo, foi possível encontrar a função transferência $G_{vi}(s)$ do conversor *Boost* operando em MPPT obtida na secção 4.6.4.

O projeto do compensador PI foi obtido por meio da análise no domínio da frequência, utilizando o diagrama de Bode, a partir da equação (4.55). A Tabela 5.5 denota os valores de projeto dos controladores com frequência de cruzamento e margem de fase desejada.

Tabela 5.5 - Valores de projeto dos controladores da malha de tensão operando em MPPT.

Parâmetro	Valor
Frequência de cruzamento desejada	f_c 500Hz
Margem de fase desejada	MF 85°

Através dos valores da Tabela 5.3 é possível efetuar a análise no domínio da frequência, utilizando o diagrama de Bode. Sendo na Figura 5.6 é mostrado o diagrama de Bode sem o compensador PI e na Figura 5.7 é mostrado o diagrama de Bode com o compensador PI.

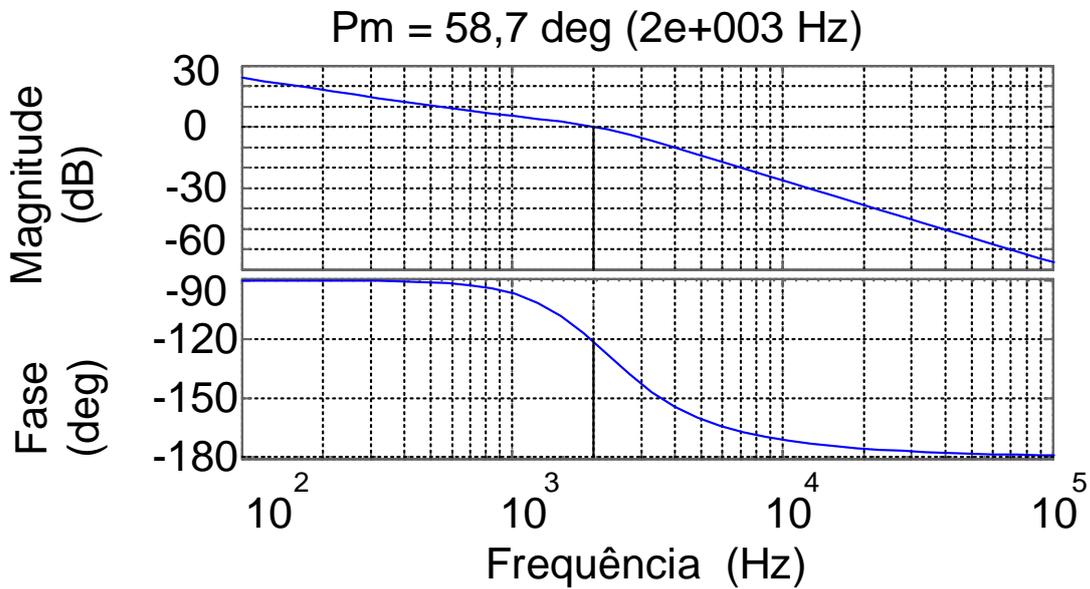


Figura 5.6 - Diagrama de Bode sem o controlador PI.

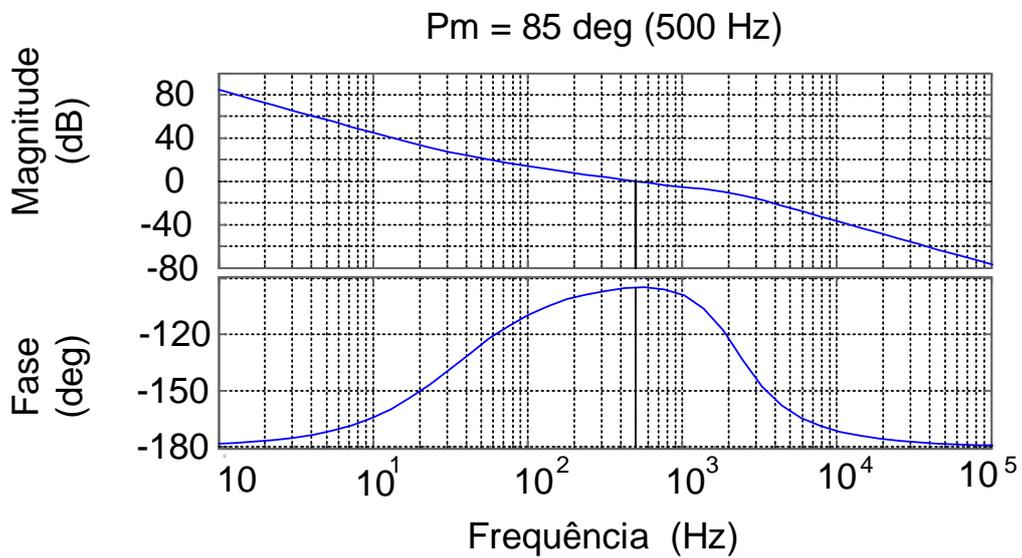


Figura 5.7 - Diagrama de Bode com o controlador PI.

Para realizar a validação e verificação da compensação efetuada, aplicou-se um degrau na função de transferência de tensão com compensador PI, como ilustrado a Figura 5.8.

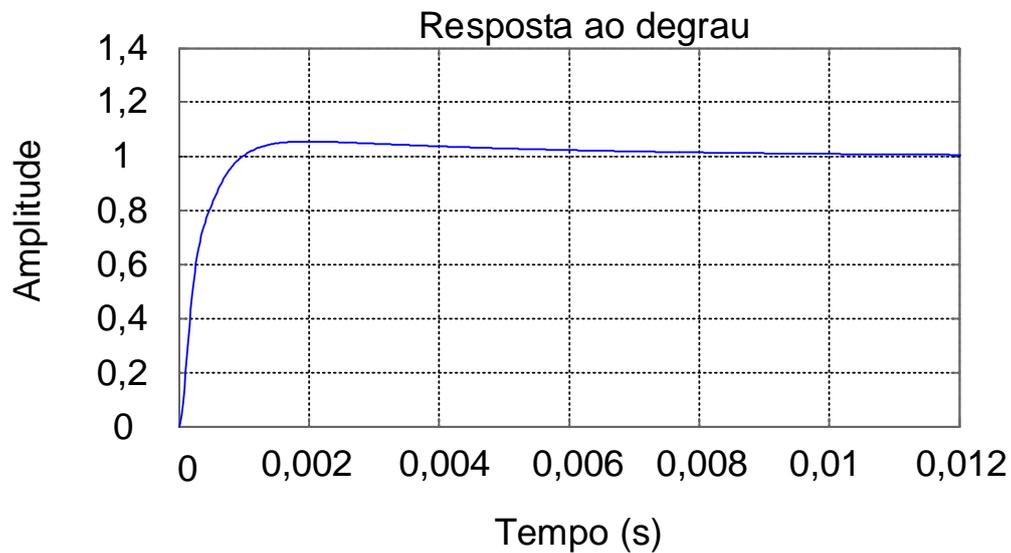


Figura 5.8 - Resposta ao degrau da função transferência da malha de corrente com o compensador PI.

Uma vez efetuada a análise do domínio e frequência, utilizando o diagrama de Bode, é possível obter os valores dos controladores, os quais estão apresentados na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 - Ganhos dos controladores PI da malha de tensão.

Parâmetro	Valor
KP_{vMPPT}	0,2983 Ω
KI_{vMPPT}	66,6098 Ω/s

5.3.3. Projeto do controlador de corrente do *Boost* operando em OVL

Devido que a estrutura da topologia abordada neste trabalho, quando esta é submetida a variações significativas de radiação, pode-se ocorrer uma violação de tensão

admissível em determinados conversores *Boosts*. Desta forma, há a necessidade de efetuar uma malha de controle com o objetivo de controlar a tensão de saída do conversor violado. Para garantir o funcionamento dos conversores *Boosts* operando em OVL são necessárias duas malhas de controle. Para garantir a estabilidade do sistema a frequência de cruzamento (f_c) deve-se ser menor que $\frac{1}{4}$ da frequência de chaveamento do conversor *Boost*. A partir da teoria apresentada no quarto capítulo, foi possível encontrar a função transferência $G_{id}(s)$ do conversor Boost operando em OVL obtida na seção 4.6.3, o qual é análogo operando em MPPT.

O projeto do compensador PI foi obtido por meio da análise no domínio da frequência, utilizando o diagrama de Bode. A partir da equação (4.53), onde é apresentado a função transferência $G_{id}(s)$, sendo $V_s=150V$, é possível encontrar os controladores. A Tabela 5.7 denota os valores de projeto dos controladores com frequência de cruzamento e margem de fase desejada.

Tabela 5.7 - Valores de projeto dos controladores da malha de corrente operando em OVL.

Parâmetro		Valor
Frequência de cruzamento desejada	f_c	2000Hz
Margem de fase desejada	MF	65°

Através dos valores da Tabela 5.7 é possível efetuar a análise no domínio da frequência, utilizando o diagrama de Bode. Sendo na Figura 5.9 é mostrado o diagrama de Bode sem o compensador PI, na Figura 5.10 é mostrado o diagrama de Bode com o compensador PI.

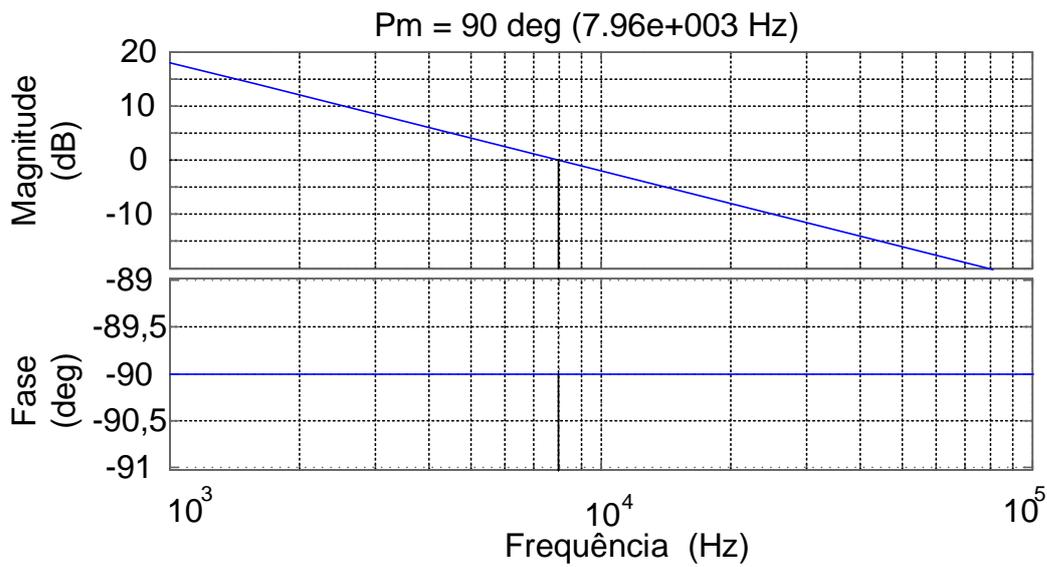


Figura 5.9 - Diagrama de Bode sem o controlador PI.

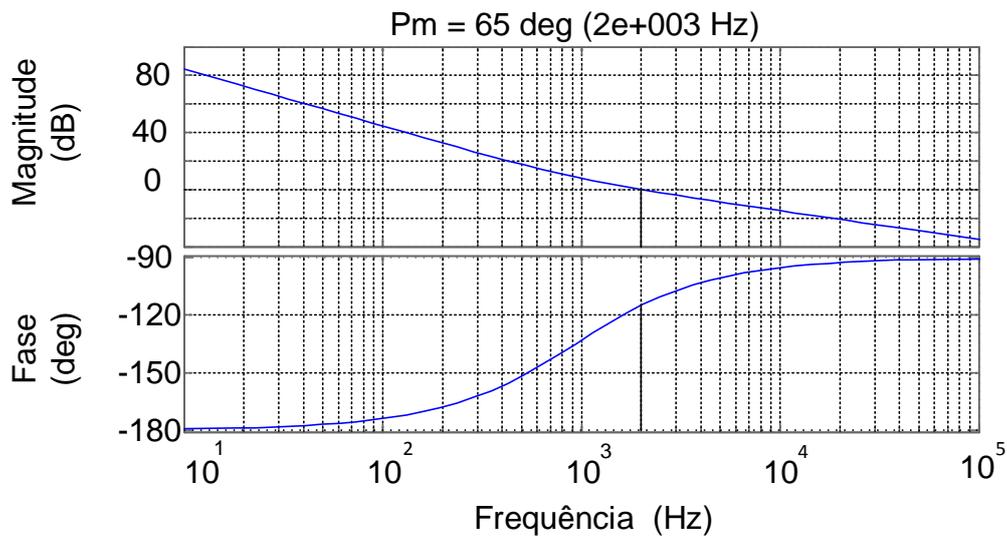


Figura 5.10 - Diagrama de Bode com o controlador PI.

Uma vez efetuada a análise do domínio e frequência, utilizando o diagrama de Bode, é possível obter os valores dos controladores, os quais estão apresentados na Tabela 5.8.

Tabela 5.8 - Ganhos dos controladores PI da malha de tensão.

Parâmetro	Valor
$K_{P_{iOVL}}$	0,2278 Ω
$K_{I_{iOVL}}$	$1,3347 \cdot 10^3 \Omega/s$

5.3.4. Projeto do controlador de tensão do *Boost* operando em OVL

Encontrada a malha de corrente e seus controladores, é possível encontrar os controladores da malha de tensão do conversor *Boost* operando em OVL. Essa malha o objetivo de limitar a tensão dos conversores violado, desta forma, a malha de controle de tensão é responsável por garantir que o sistema opere limitando a tensão de saída dos conversores em 180V. No capítulo anterior foi obtido função transferência da malha de tensão do conversor operando em OVL, através da equação (4.57).

O projeto do compensador PI foi obtido por meio da análise no domínio da frequência, utilizando o diagrama de Bode, a partir da equação (4.57). A Tabela 5.5 denota os valores de projeto dos controladores com frequência de cruzamento e margem de fase desejada.

Tabela 5.9 - Valores de projeto dos controladores da malha de tensão operando em OVL.

Parâmetro	Valor
Frequência de cruzamento desejada F_c	500Hz
Margem de fase desejada MF	85°

Através dos valores da Tabela 5.9 é possível efetuar a análise no domínio da frequência, utilizando o diagrama de Bode. Sendo na Figura 5.11 é ilustrado o diagrama de Bode sem o compensador PI, na Figura 5.12 é ilustrado o diagrama de Bode com o compensador PI.

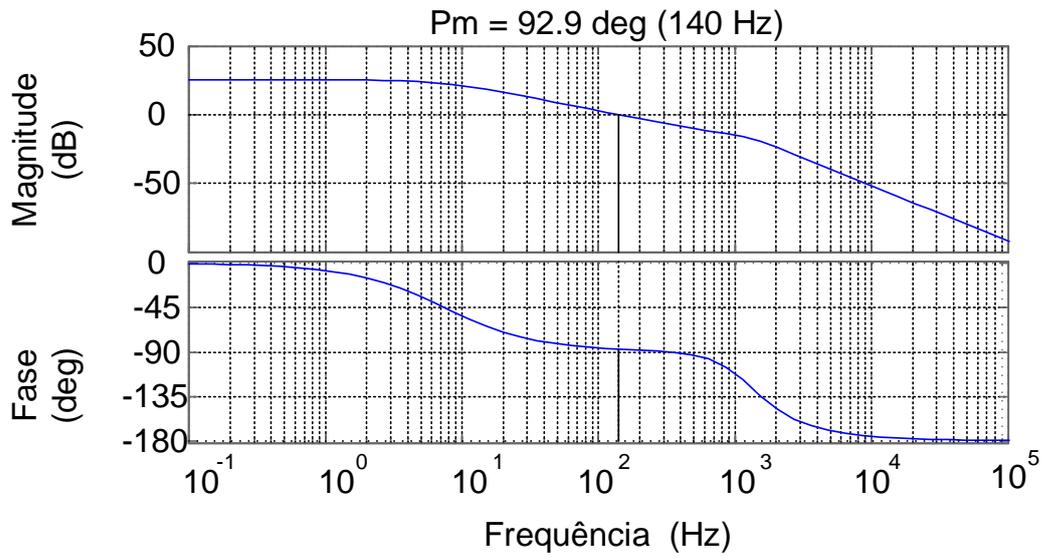


Figura 5.11 - Diagrama de bode sem o compensador PI.

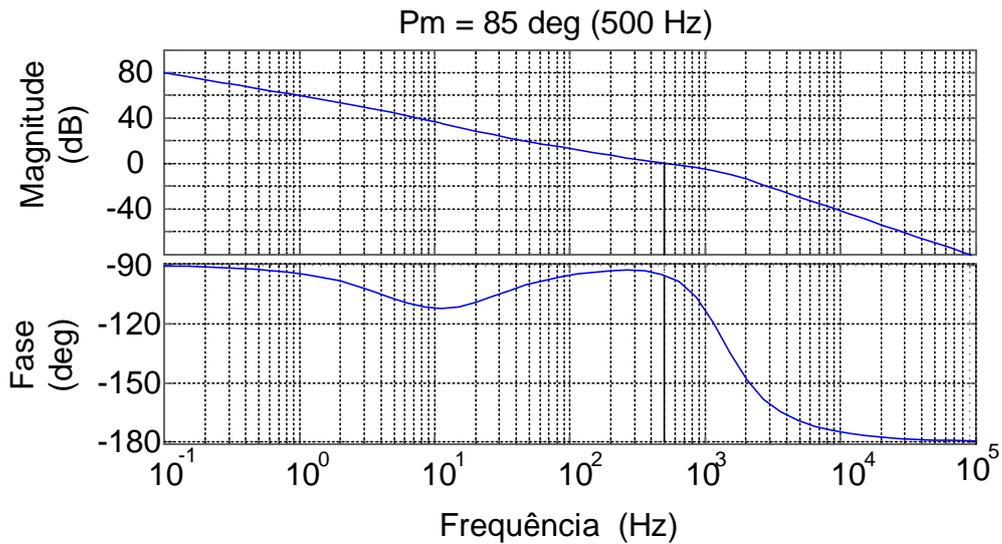


Figura 5.12 - Diagrama de bode com compensador PI.

Uma vez efetuada a análise do domínio e frequência, utilizando o diagrama de Bode, é possível obter os ganhos dos controladores, os quais estão apresentados na Tabela 5.10.

Tabela 5.10 - Ganhos dos controladores PI da malha de tensão.

Parâmetro	Valor
KP_{vOVL}	8,8696 Ω
KI_{vOVL}	210,1755 Ω/s

5.3.5. Projeto do controlador de corrente do inversor *Full-Bridge*

Para garantir o funcionamento inversor monofásico *Full-Bridge* são necessárias duas malhas de controle. Estas malhas têm como objetivo controlar a corrente injetada na rede elétrica, quando houver uma diferença entre o valor medido e o de referência, gera-se um erro, o qual é corrigido pelo controlador PI da malha interna de forma a anulá-lo. No capítulo anterior foi descrita a função transferência Gid do inversor Full-Bridge, através da equação (4.74).

A partir dos parâmetros inversor *Full-Bridge*, um código foi implementado no MATLAB, a fim de encontrar os valores de K_p e K_i . A Tabela 5.11 denota os valores de projeto dos controladores com frequência de cruzamento e margem de fase desejada.

Tabela 5.11 - Valores de projeto dos controladores da malha de corrente do inversor.

Parâmetro	Valor
Frequência de cruzamento desejada f_c	2500 Hz
Margem de fase desejada MF	85°

Através dos valores da Tabela 5.11 é possível efetuar a análise no domínio da frequência, utilizando o diagrama de Bode. Sendo na Figura 5.13 é mostrado o diagrama de Bode sem o compensador PI, na Figura 5.14 é mostrado o diagrama de Bode com o compensador PI.

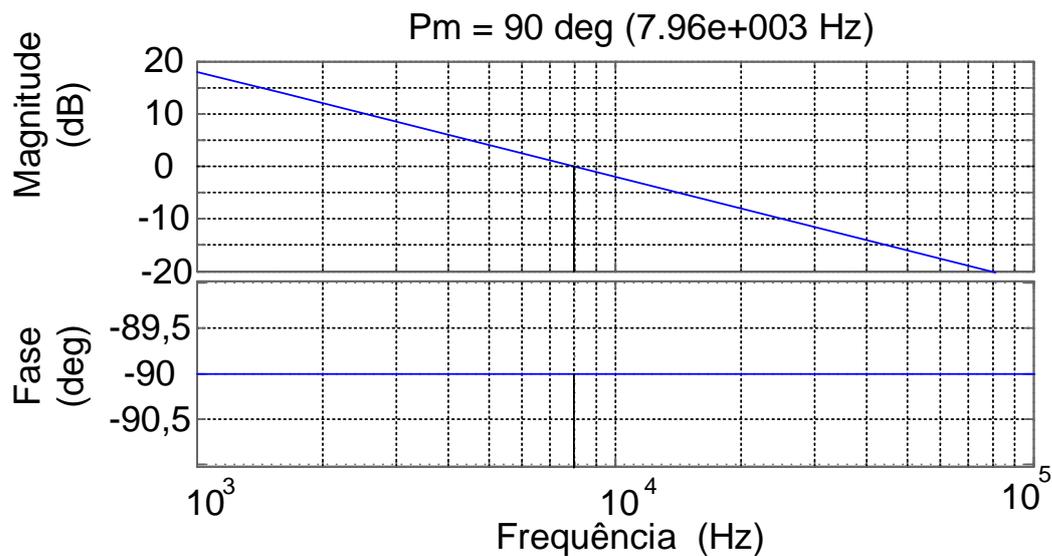


Figura 5.13 - Diagrama de Bode sem o controlador PI.

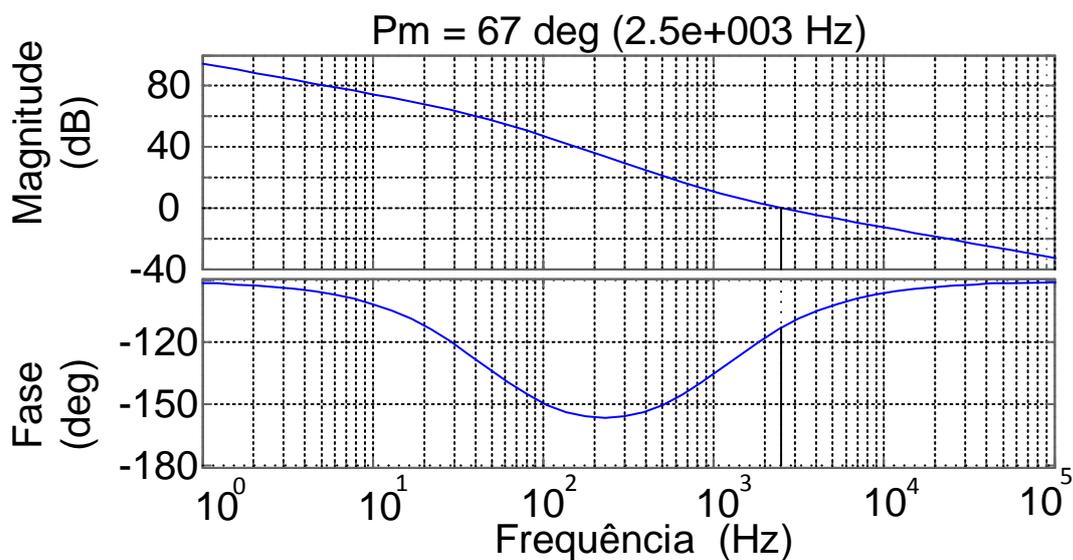


Figura 5.14 - Diagrama de Bode com o controlador PI.

Para realizar a validação e verificação da compensação efetuada, aplicou-se um degrau na função de transferência de corrente com compensado PI, como ilustrado a Figura 5.15.

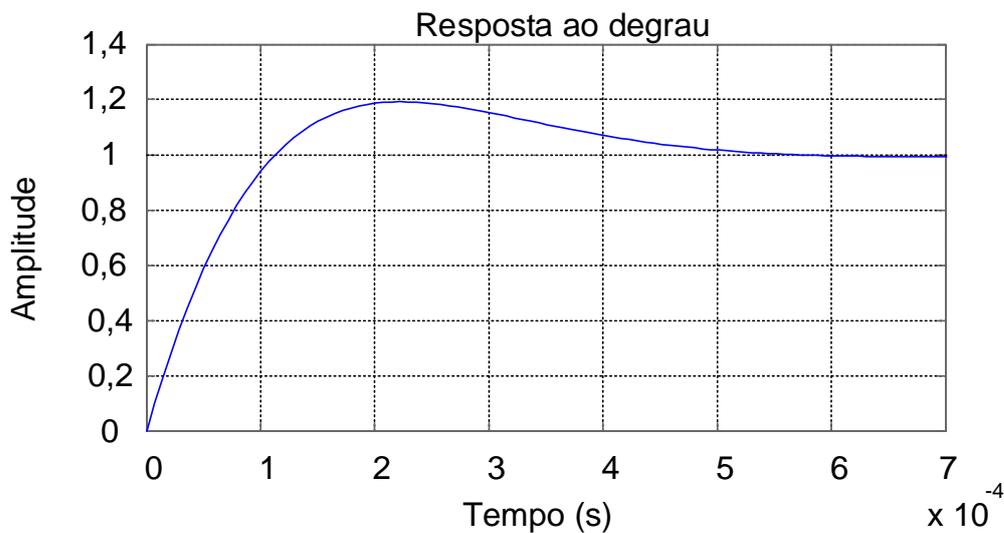


Figura 5.15 - Resposta ao degrau da função transferência da malha de corrente com o compensador PI.

Uma vez efetuada a análise do domínio e frequência, utilizando o diagrama de Bode, é possível obter os valores dos controladores, os quais estão apresentados na Tabela 5.12.

Tabela 5.12 - Ganhos dos controladores PI da malha de corrente

Parâmetro	Valor
$K_{P_{iINV}}$	97,3526 Ω
$K_{I_{iINV}}$	$6,8360 \cdot 10^6 \Omega/s$

5.3.6. Projeto do controlador de tensão do inversor *Full-Bridge*

A malha de controle de tensão do inversor Full-Bridge é responsável garantir que o sistema opere na referência de tensão emitida pelo algoritmo supervisor. No capítulo anterior foi descrita a função transferência $G_{vi}(s)$ do inversor Full-Bridge, através da

equação (4.90). Para que a malha não distorça a corrente de referência, esta malha deverá ser lenta.

A partir dos parâmetros inversor *Full-Bridge*, foi desenvolvido um código implementado no MATLAB, a fim de encontrar os valores de K_p e K_i . A Tabela 5.13 apresenta os valores de projeto dos controladores com frequência de cruzamento e margem de fase desejada.

Tabela 5.13 - Valores de projeto dos controladores da malha de corrente do inversor.

Parâmetro		Valor
Frequência de cruzamento desejada	f_c	24 Hz
Margem de fase desejada	MF	65°

Através dos valores da Tabela 5.13, nota-se que a frequência de cruzamento desejada está em torno de 120Hz, o qual é a ondulação de tensão do barramento CC que por analogia ao um retificador monofásico em ponte completa (MODESTO, 2007). Desta forma, é possível efetuar a análise no domínio da frequência, utilizando o diagrama de Bode. Na Figura 5.16 é mostrado o diagrama de Bode sem o compensador PI, e na Figura 5.17 é mostrado o diagrama de Bode com o compensador PI.

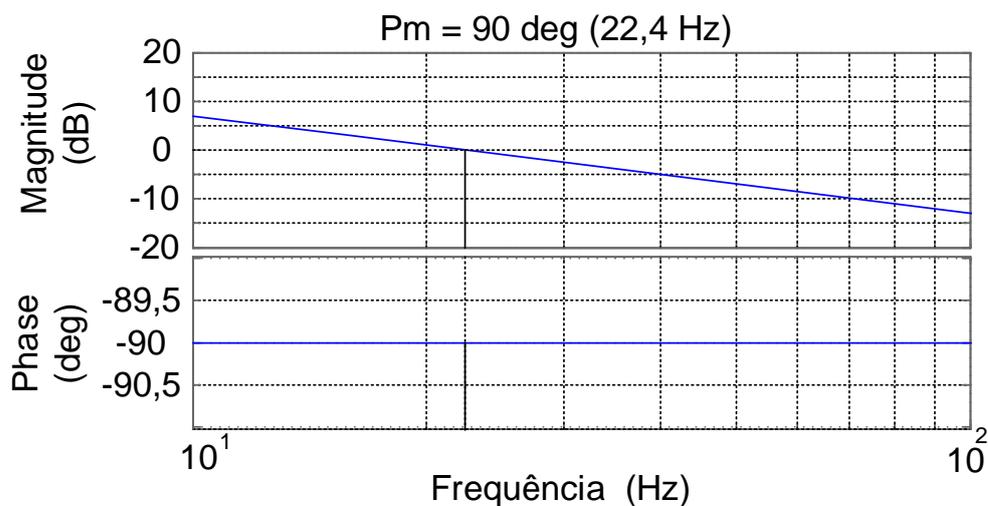


Figura 5.16 - Diagrama de Bode sem o controlador PI.

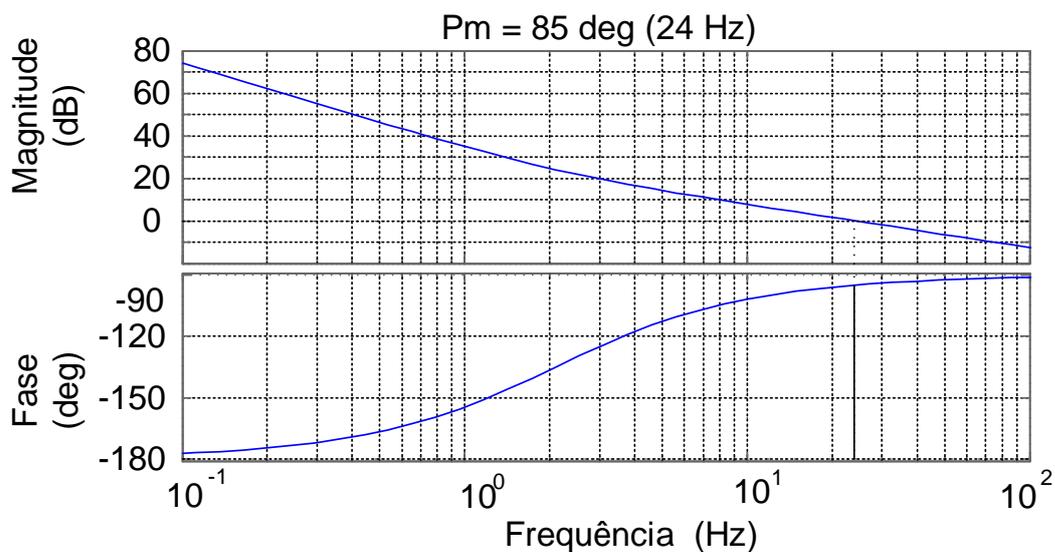


Figura 5.17 - Diagrama de Bode com o controlador PI.

Para realizar a validação e verificação da compensação efetuada, aplicou-se um degrau na função de transferência de tensão com compensado PI, como ilustrado a Figura 5.18.

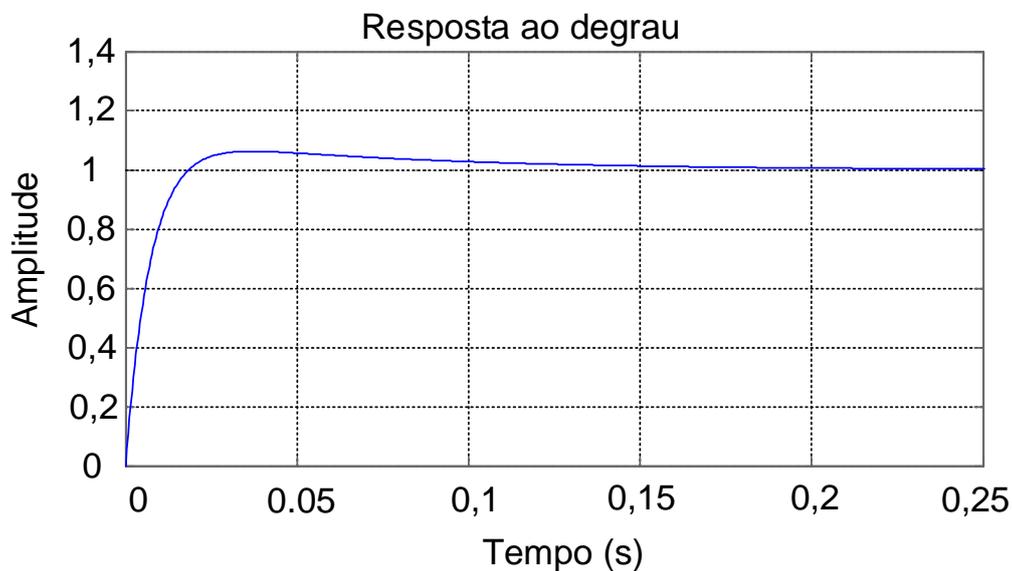


Figura 5.18 - Resposta ao degrau da função transferência da malha de corrente com o compensador PI.

Uma vez efetuada a análise do domínio e frequência, utilizando o diagrama de Bode, é possível obter os valores dos controladores, os quais estão apresentados na Tabela 5.14.

Tabela 5.14 - Ganhos dos controladores PI da malha de corrente

Parâmetro	Valor
KP_{vINV}	1,0675 Ω
KI_{vINV}	14,0841 Ω/s

5.4. ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS ALGORITMOS DE MPPT

Uma vez encontrado os controladores dos respectivos conversores eletrônicos do sistema fotovoltaico, é possível efetuar as simulações do sistema proposto nesse trabalho. Sendo assim, nesta secção será efetuada uma análise comparativa do funcionamento das técnicas de rastreamento de máxima potência, a fim de avaliar seu desempenho no sistema fotovoltaico proposto, visando selecionar a técnica mais adequada para o sistema.

Com o objetivo de validar a melhor técnica de MPPT, é analisado a resposta de potência de cada algoritmo MPPT em um único *string*, através da comparação entre a resposta de potência de todos algoritmos de MPPT e a potência disponível no *string* sob desbalanceamento significativo de radiação. O desbalanceamento de radiação incidente no *string* é representado na Figura 5.19.

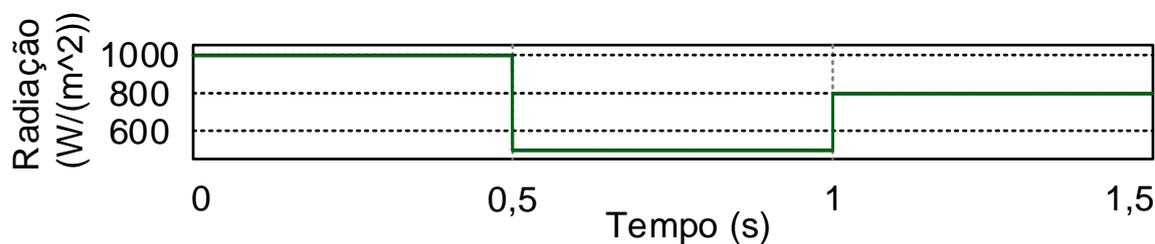


Figura 5.19 - Variação de radiação no string.

Todos os ensaios efetuados para validar o melhor algoritmo de rastreamento de MPPT foram realizados com degraus positivos e negativos de radiação. As Figuras 5.20-

5.22, apresentam as respostas de potências, destacada pela linha vermelha e a potência de referência disponíveis no *string*, caracterizado pela linha azul. Sendo as Figuras 5.20-5.22 denotam as respostas de potências, utilizando o algoritmo de MPPT, *Extremum Seeking Control* (ESC), condutância incremental (IC) e perturbação e observação (P&O), respectivamente.

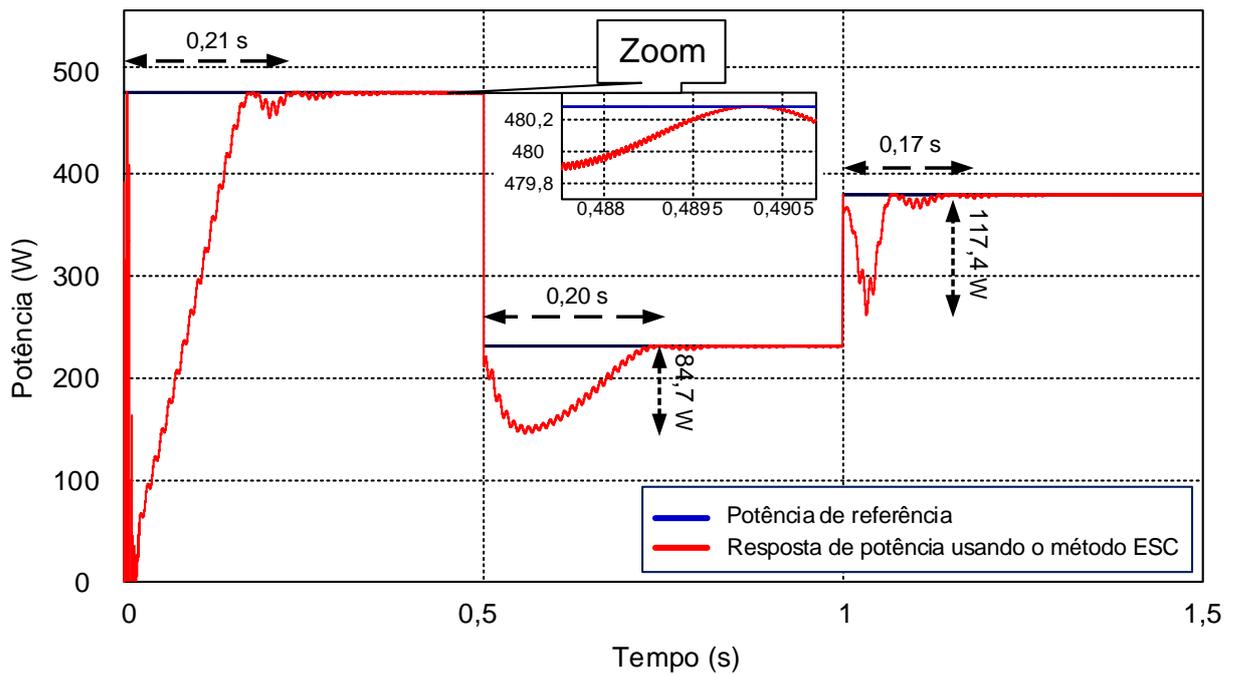


Figura 5.20 - Resposta de potência do algoritmo ESC.

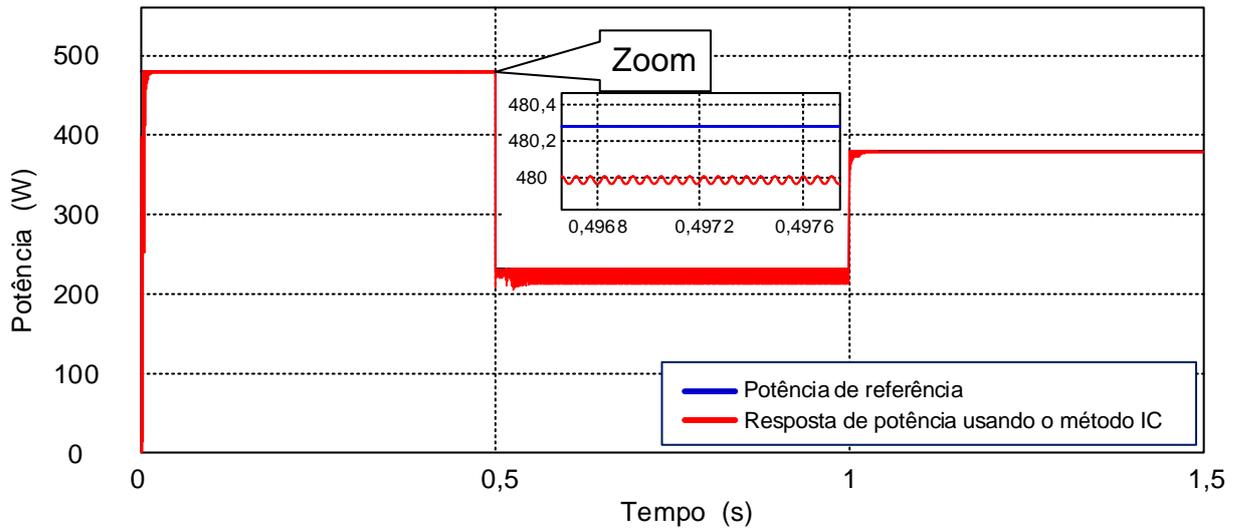


Figura 5.21 - Resposta de potência do algoritmo IC.

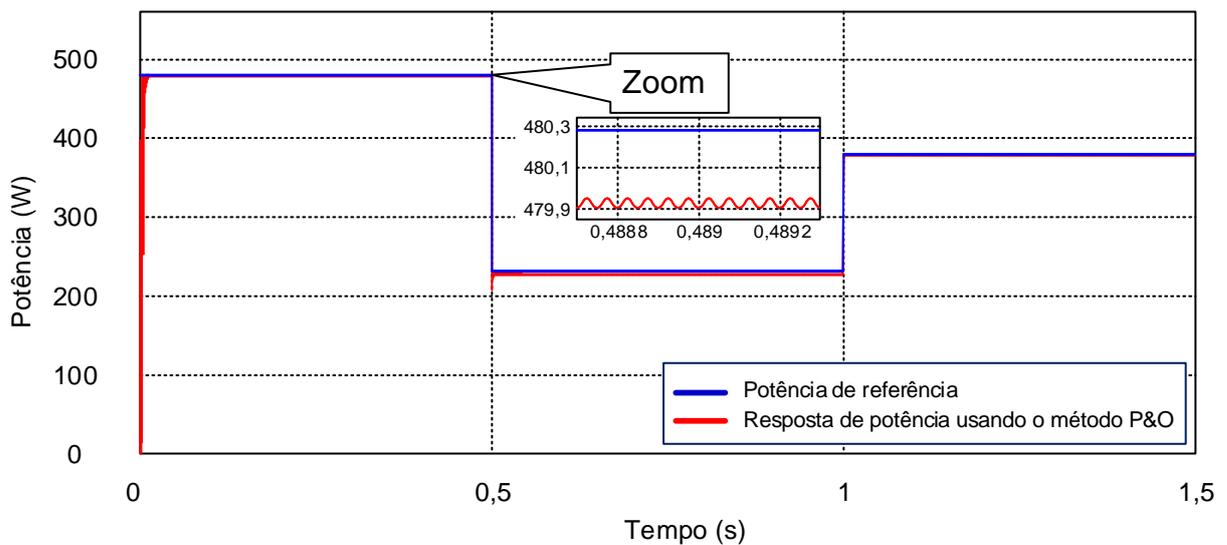


Figura 5.22 - Resposta de potência do algoritmo P&O.

A partir dos gráficos das respostas de potências dos algoritmos de MPPT, como ilustrado pelas Figuras 5.20-5.22, ambos algoritmos convergiram para um ponto ótimo de MPP disponível pelo *string*. NA Tabela 5.15, é apresentado os valores das respostas em regime permanente de cada MPPT, para respectivas radiações.

Tabela 5.15 - Resposta de potência dos algoritmos de MPPT para respectivas radiações.

Radiação	1000 W/m ²	500 W/m ²	800 W/m ²
Potência de referência	480,281 W	231,899 W	380,597 W
Resposta de potência do algoritmo ESC	479,579 W	231,429 W	380,083 W
Resposta de potência do algoritmo IC	479,9655 W	213,792 W	379,583 W
Resposta de potência do algoritmo P&O	479,990 W	228,114 W	379,591 W

A partir da Tabela 5.15 é possível encontrar o erro percentual em regime permanente, que descreve o erro percentual de energia disponível convertida no ponto ótimo. A tabela 5.16 apresenta o erro percentual em regime permanente, para as respectivas radiações.

Tabela 5.16 – Erro percentual em regime permanente para respectivas radiações.

Radiação	1000 W/m ²	500 W/m ²	800 W/m ²
Algoritmo ESC	0,146%	0,203%	0,135%
Algoritmo IC	0,066%	7,808%	0,266%
Algoritmo P&O	0,060%	1,632%	0,264%

Após encontrar o erro percentual em regime permanente para cada MPPT como descrito na Tabela 5.16, pode-se encontrar o erro percentual médio do rastreamento de máxima potência nos pontos ótimos, descrito pela tabela 5.17.

Tabela 5.17 – Erro percentual médio do rastreamento de máxima potência nos pontos ótimos.

Algoritmo MPPT	E(%)
Algoritmo ESC	0,161%
Algoritmo IC	2,713%
Algoritmo P&O	0,652%

A Tabela 5.17 denotou que o algoritmo que se comporta melhor em regime permanente é o algoritmo ESC, obtendo um erro percentual de 0,161%. Entretanto como

ilustrado pela Figura 5.20, o algoritmo ESC possui um elevado tempo de convergência e elevados sobressinais, comparado com os demais algoritmos. Desta forma, para realizar uma análise mais apurada das técnicas de MPPT, é efetuado o cálculo do fator de rastreamento das técnicas, que descreve o percentual de energia disponível que foi convertida. Sendo descrito os resultados através da Tabela 5.18.

Tabela 5.18 - Fator de rastreamento

Algoritmo MPPT	FR(%)
Algoritmo ESC	90,5972%
Algoritmo IC	96,1938%
Algoritmo P&O	96,8303%

Através das Tabelas 5.18 e 5.19, é possível concluir que a técnica mais adequada para o sistema proposto, é o P&O, tendo um desempenho satisfatório comparado com as demais técnicas.

5.5. ANÁLISE DA TOPOLOGIA ABORDADA QUANDO SUBMETIDO À VARIAÇÃO DE RADIAÇÃO

A secção presente, tem como objetivo verificar e validar funcionamento da estrutura, tanto em regime permanente, quanto em transitório, ou seja, quando submetido a degraus de radiação. A ferramenta computacional utilizada para as simulações foi o software PSIM[®], no qual é possível a integração dos projetos de controle e de potência.

Para validar a topologia de conversores CC-CC em série e o controle contido, foi realizado um desbalanceamento significativo de radiação nos *strings*, com o objetivo de analisar o comportamento estático e dinâmico do controle. Desta forma, foram efetuados diversos degraus de radiação nos *strings*, como ilustrado pela Figura 5.23. A topologia abordada possui três entradas descentralizadas, os quais no intervalo de tempo ente 0 a 0,5 segundo recebem o mesmo índice de radiação, 1000 W/m². No intervalo de tempo entre 0,5 a 1 segundo, ocorre um degrau de radiação de 500 W/m² no segundo e no terceiro *string*, no entanto, neste intervalo de tempo o primeiro *string* se mantém com radiação de 1000 W/m². Por fim, no intervalo de 1 a 1,5 segundos, o segundo e terceiro

string recebem um degrau positivo de radiação de 800 W/m^2 , e o primeiro *string* se mantém com radiação de 1000 W/m^2 .

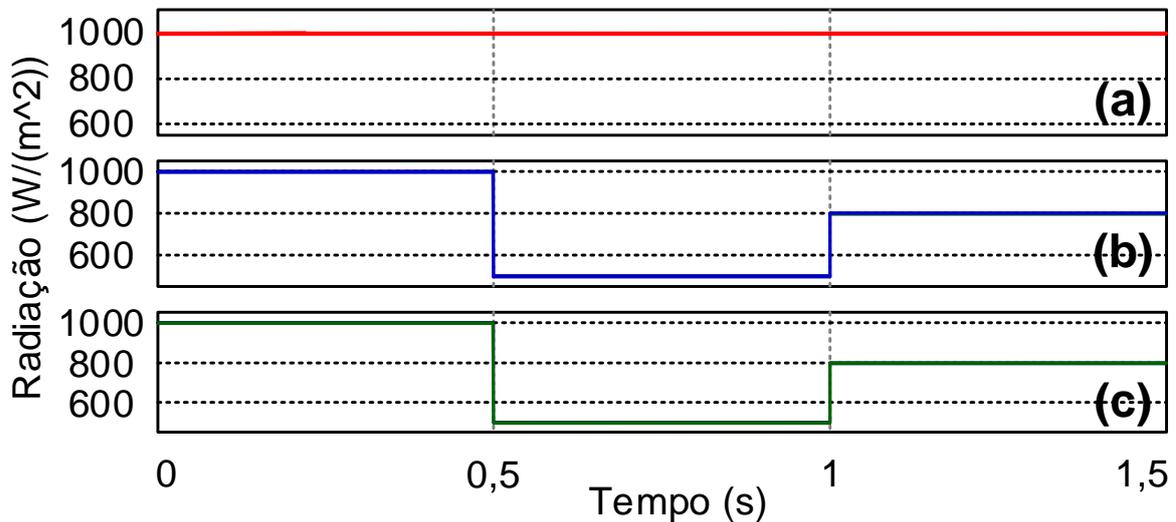


Figura 5.23 - Variações da radiação no string 1 (a), 2 (b) e 3 (c).

Uma vez conhecida as radiações impostas nos strings, é possível validar o controle e a extração de potência de cada *string*, utilizando os métodos de MPPT descritos neste trabalho de conclusão de curso, efetuando uma análise comparativa do comportamento estático e dinâmico do controle com os respectivos algoritmos de MPPT.

Nas Figuras 5.24-5.26 são ilustradas as respostas de potências do *string* 1 utilizando os algoritmos ESC, IC e P&O respectivamente. Como mencionado na secção anterior, o algoritmo ESC possui um tempo elevado de convergência, comparado com os demais algoritmos. Nota-se que a Figura 5.24, há um sobressinal na curva da resposta de potência do *string* 1, o qual é atribuído a uma compensação devido à redução de potência nos demais *strings*, mudando a operação deste para OVL. Como denotado pelo segundo capítulo, um *string* tem influência nos demais, desta forma, este sobressinal presente na Figura 5.24 é oriundo da tomada de decisão do algoritmo supervisor. Esta casualidade não ocorre nos demais algoritmos de MPPT, devido que a referência imposta pelos algoritmos de MPPT, não implica em sobressinal da resposta de potência.

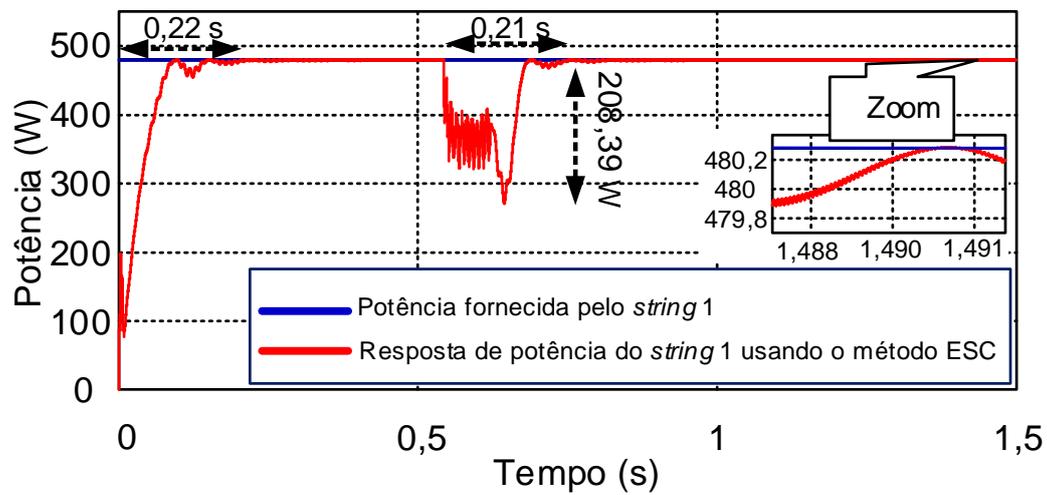


Figura 5.24 - Resposta de potência do no *string* 1 usando o método ESC.

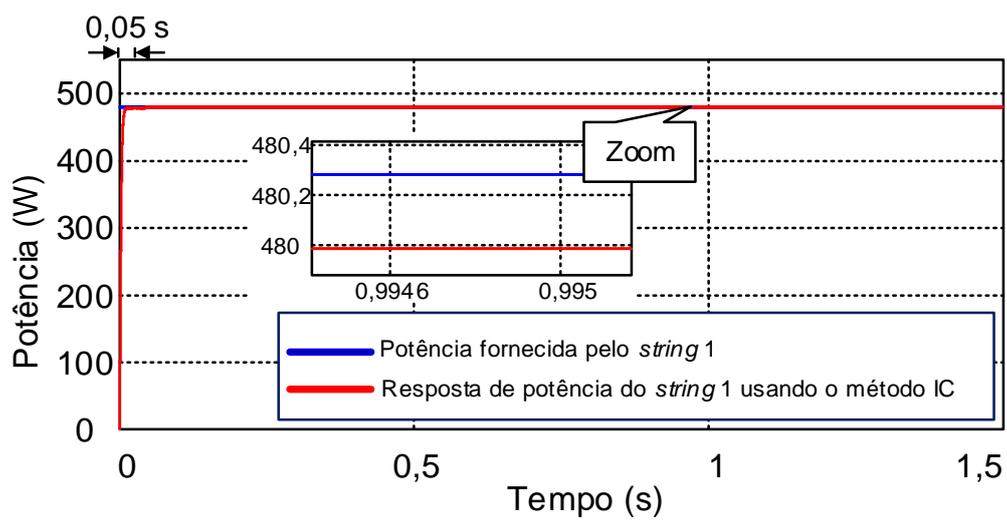


Figura 5.25 - Resposta de potência do no *string* 1 usando o método IC.

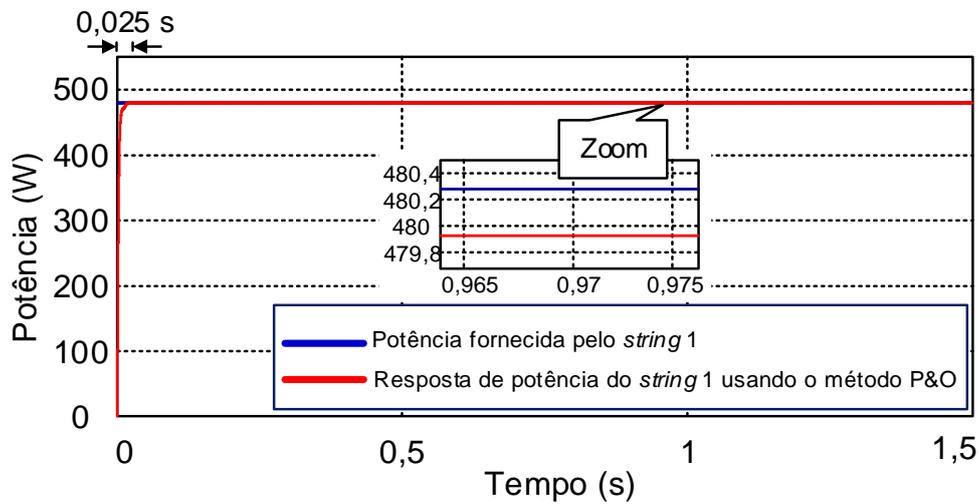


Figura 5.26 - Resposta de potência do no string 1 usando o método P&O.

Nas Figuras 5.27-5.29 são mostradas as respostas de potências do *string* 2 utilizando o algoritmo ESC, IC e P&O respectivamente. Análogo ao string 1, os algoritmos P&O e IC, possuíam uma resposta rápida para o ponto de convergência do algoritmo. Entretanto, o algoritmo ESC possui um tempo médio de convergência de 0,2s e sobressinal de até 95,65 W.

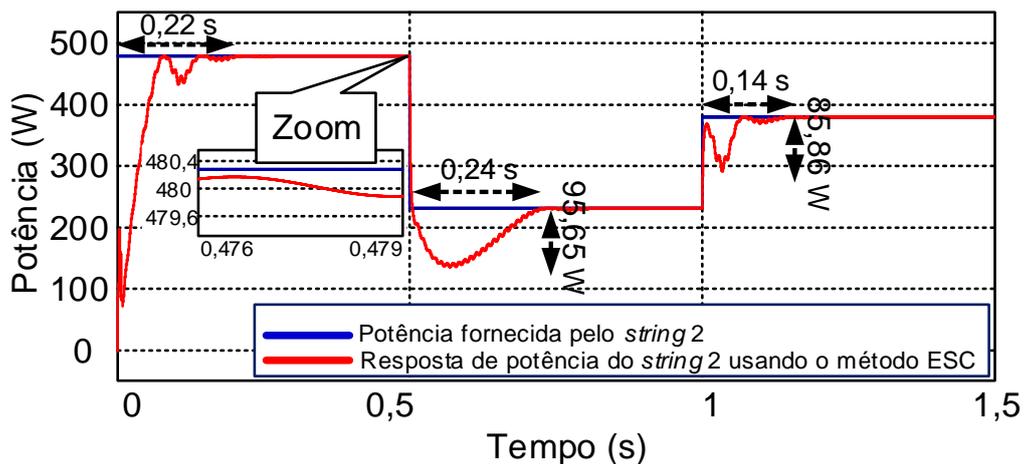


Figura 5.27 - Resposta de potência do no string 2 usando o método ESC.

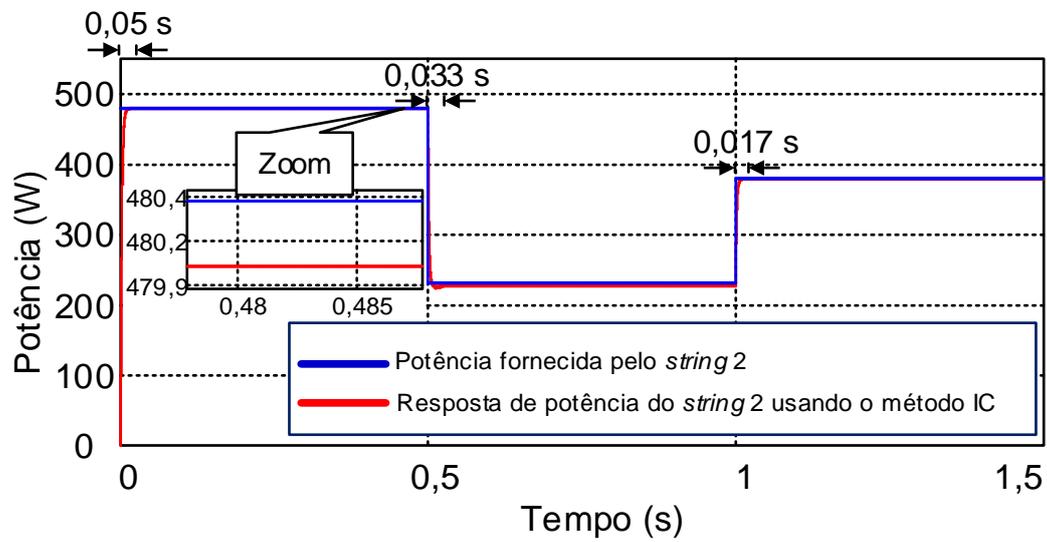


Figura 5.28 - Resposta de potência do no string 2 usando o método IC.

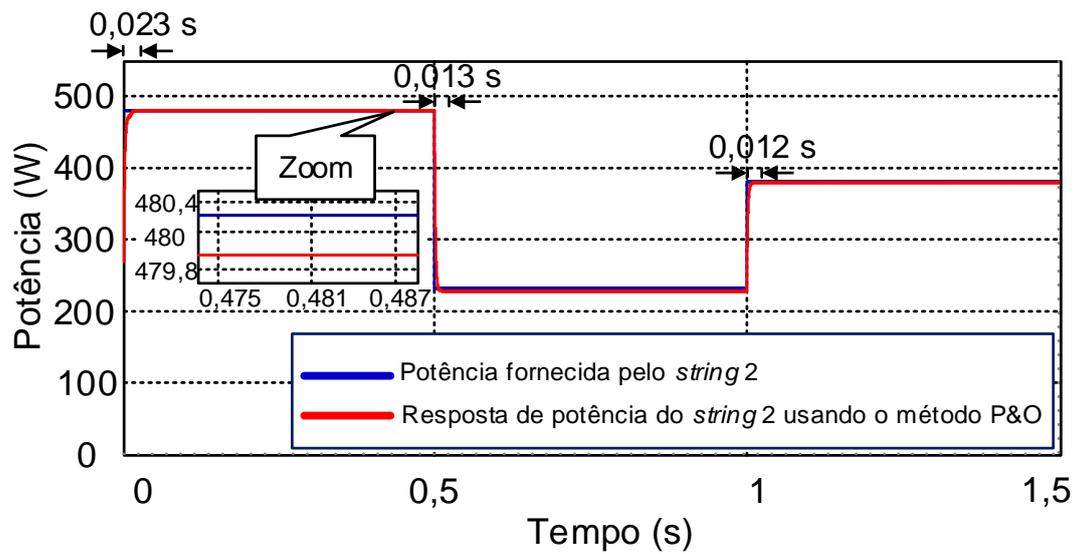


Figura 5.29 - Resposta de potência do no string 2 usando o método P&O.

As Figuras 5.30-5.32, são ilustradas as respostas de potências do string 3 utilizando o algoritmo ESC, IC e P&O.

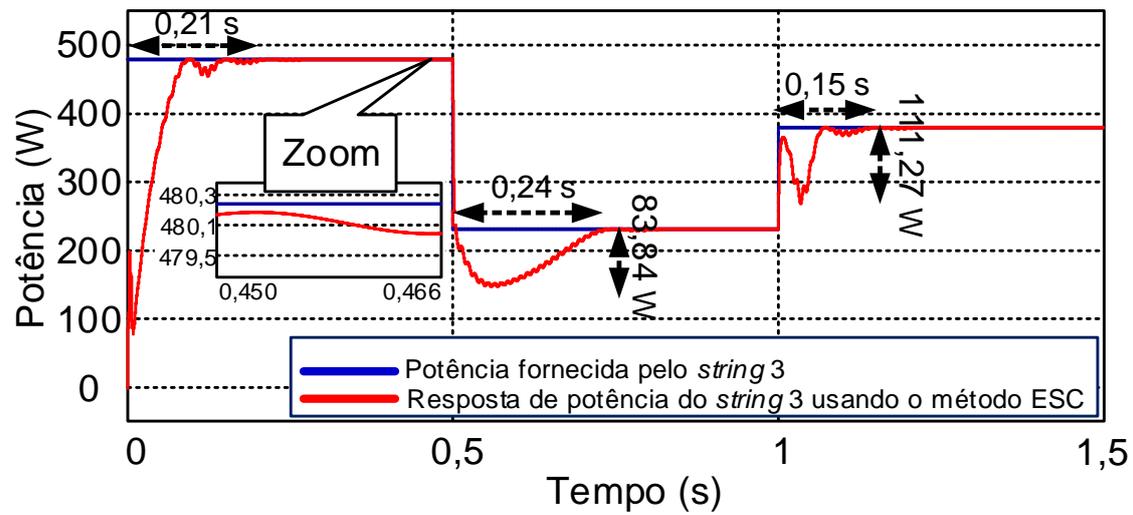


Figura 5.30 - Resposta de potência do no string 3 usando o método ESC.

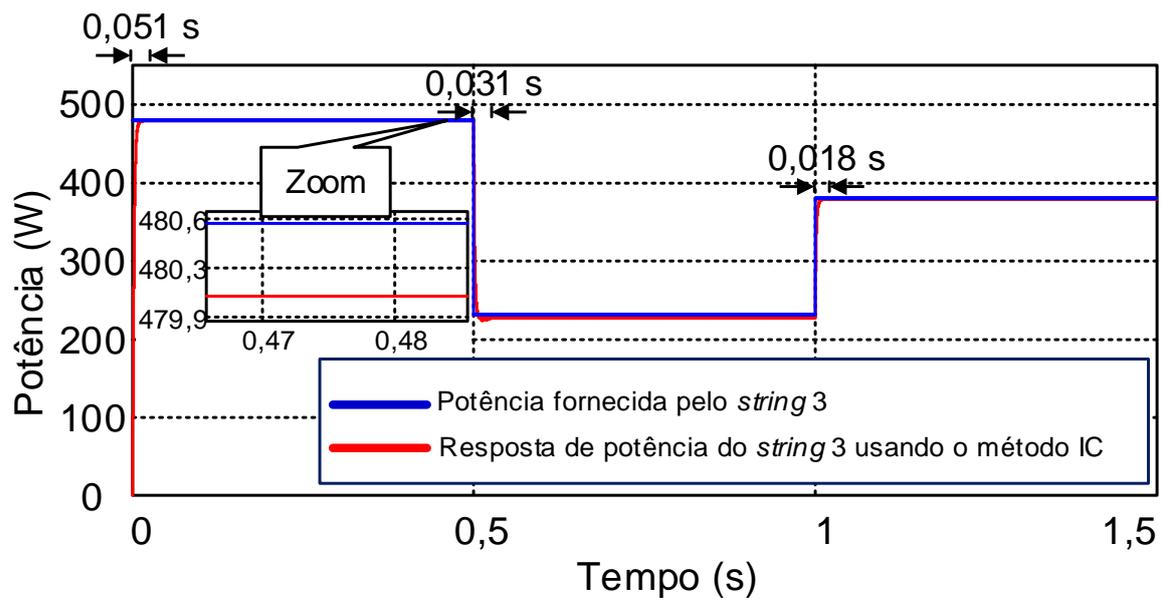


Figura 5.31 - Resposta de potência do no string 3 usando o método IC.

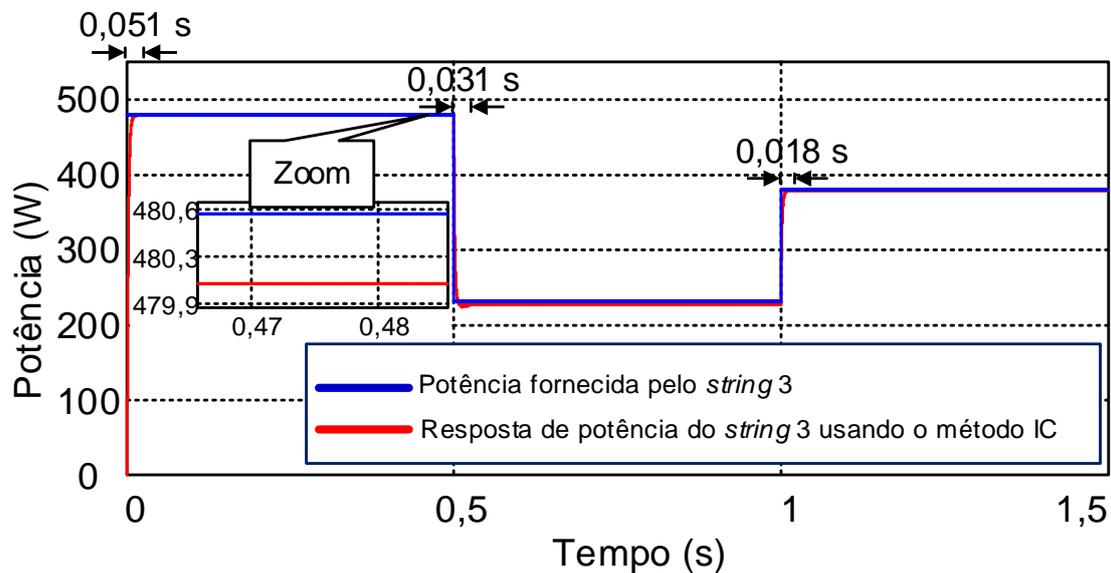


Figura 5.32 - Resposta de potência do no string 3 usando o método P&O.

Com o objetivo de analisar as tomadas de decisões do algoritmo supervisor, utilizando os algoritmos ESC, IC e P&O, são ilustradas as tensões de saídas dos conversores CC-CC *Boost* nas Figuras 5.33-5.35. Como mencionado no terceiro capítulo, o algoritmo supervisor é responsável por efetuar as tomadas de decisões da topologia de conversores CC-CC em série. Através das Figuras 5.33-5.35, é possível verificar que no intervalo de tempo de 0 a 0,5 segundo, todos os geradores fotovoltaicos operam em MPPT, extraíndo a máxima potência disponível pelos *strings*. No intervalo de tempo entre 0,5 a 1,5 segundos, há um degrau negativo e positivo de radiação no segundo e terceiro *string*, implicando na redução da tensão de saída dos respectivos conversores *Boosts*. Desta forma, como descritos nas equações (2.8) - (2.10), há uma redução no peso w_1 , implicando na tomada de decisão do algoritmo em limitar a tensão de saída do respectivo conversor violado. Os demais conversores não violados no intervalo de tempo entre 0,5 a 1,5 segundos, extraem a máxima potência disponível nos respectivos strings operando em MPPT.

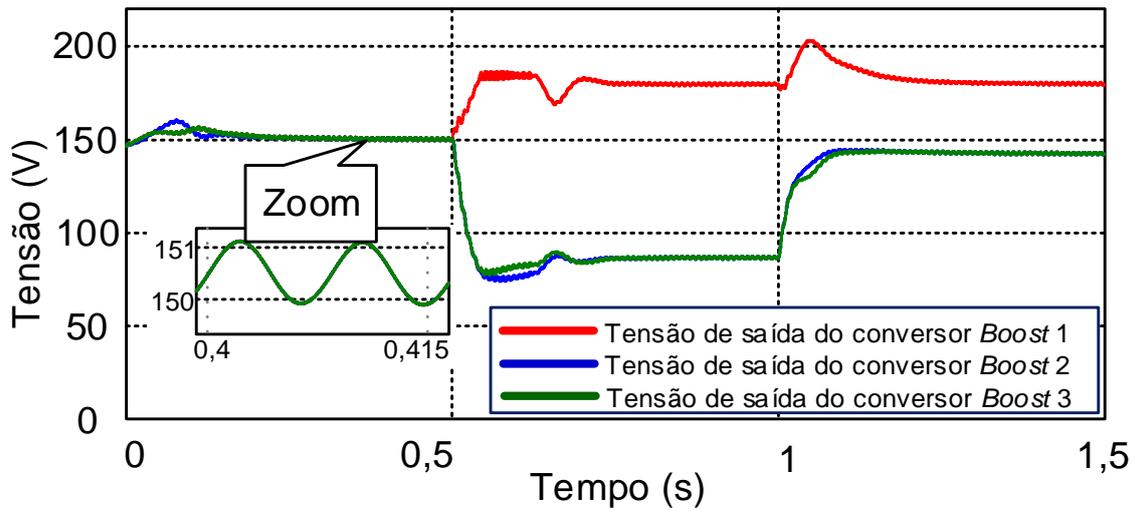


Figura 5.33 - Tensões de saídas dos conversores CC-CC sob variações da radiação nos strings utilizando o algoritmo ESC.

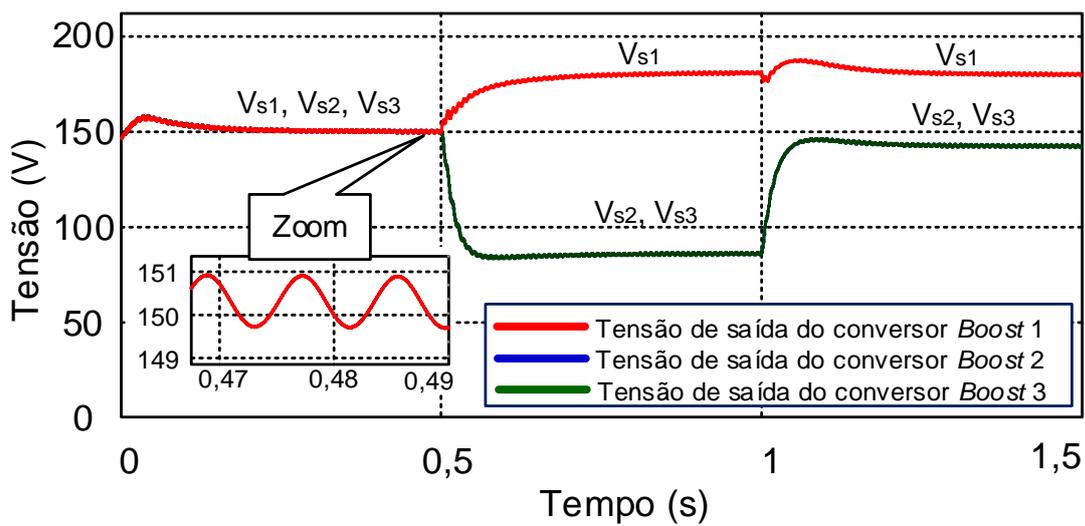


Figura 5.34 - Tensões de saídas dos conversores CC-CC sob variações da radiação nos strings utilizando o algoritmo IC.

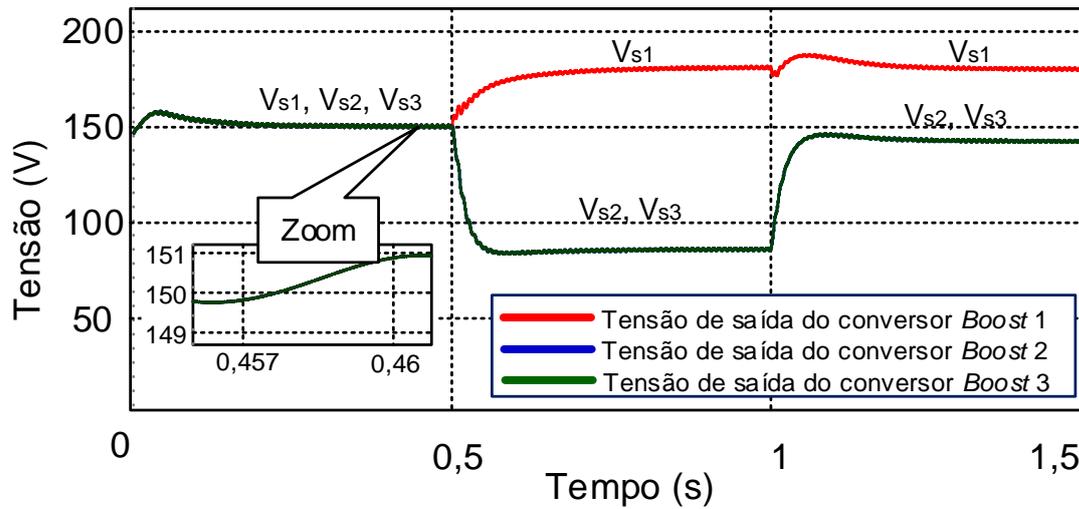


Figura 5.35 - Tensões de saídas dos conversores CC-CC sob variações da radiação nos strings utilizando o algoritmo P&O.

A primeira tomada de decisão do algoritmo supervisor, quando submetido a violação de tensão admissível de um conversor, é calcular e mudar o valor da tensão do barramento CC de referência. O objetivo desta decisão é restabelecer o equilíbrio entre as tensões de saídas dos conversores *Boosts*, respeitando as restrições do barramento, como denotado pelas equações (3.6) - (3.7), sendo a tensão de referência ótima utilizada neste trabalho é de 450V. Entretanto, se o valor calculado da tensão de referência do barramento CC não respeitar as restrições, a tensão de referência do barramento CC não muda e os conversores violados operam em OVL. Nas Figuras 5.36-5.38, são ilustradas as respostas de tensões do barramento CC.

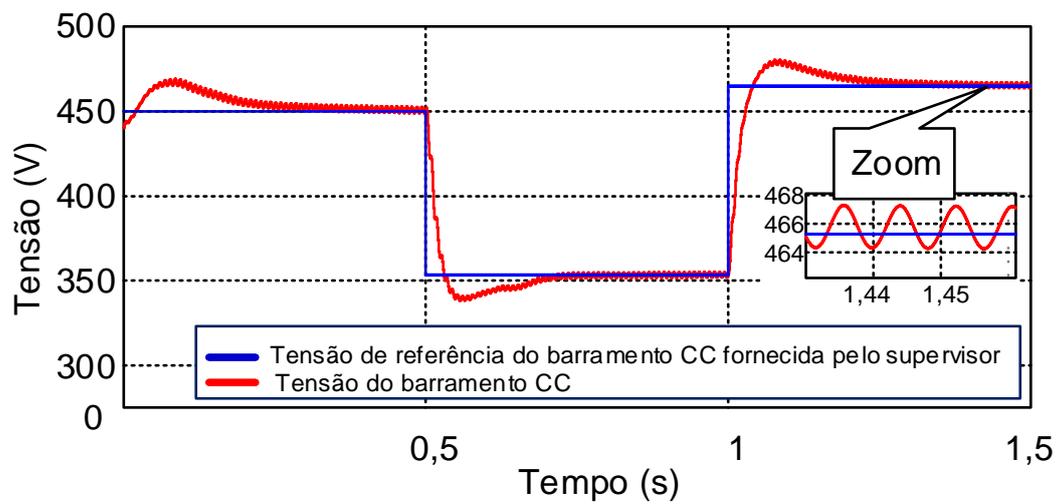


Figura 5.36 - Tensão do barramento CC sob variação de radiação nos strings utilizando o método ESC.

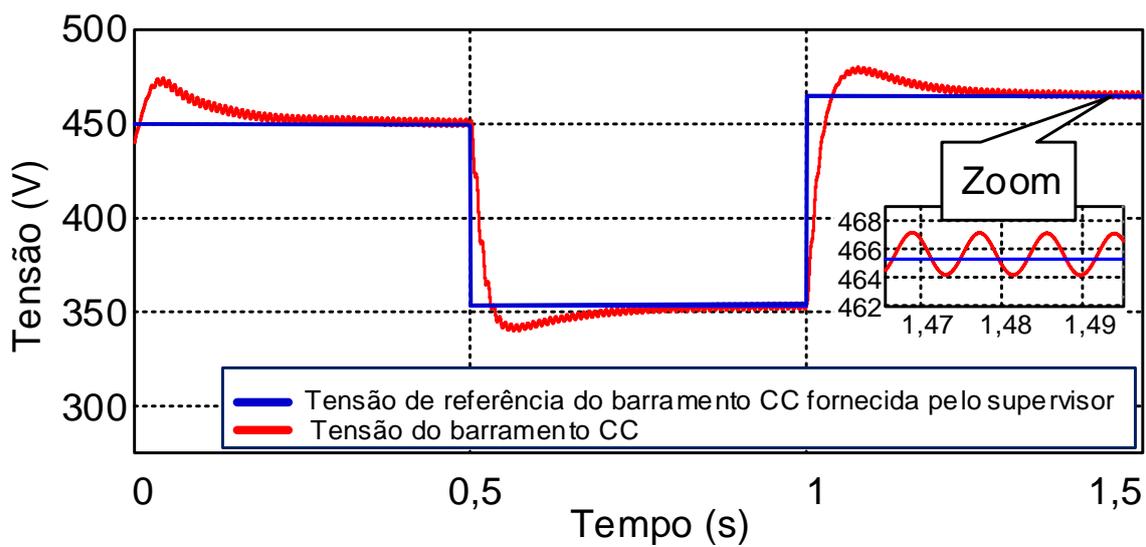


Figura 5.37 - Tensão do barramento CC sob variação de radiação nos strings utilizando o método IC.

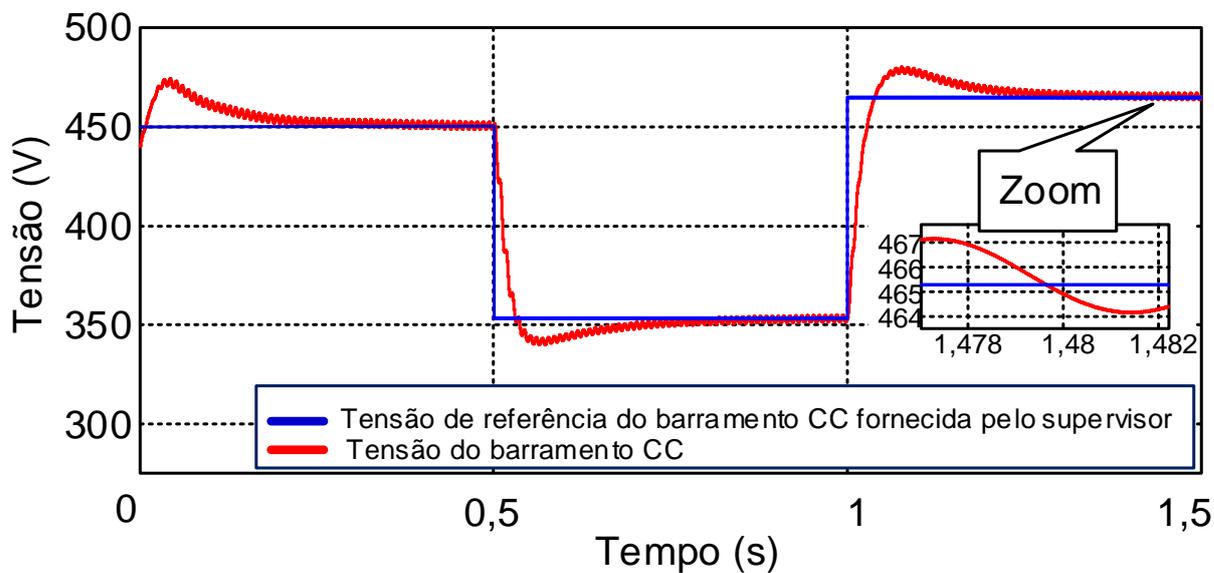


Figura 5.38 - Tensão do barramento CC sob variação de radiação nos strings utilizando o método P&O.

Por fim, são ilustrados através das Figuras 5.39 – 5.41 as correntes injetadas na rede elétrica utilizando os algoritmos ESC, IC e P&O respectivamente, estando a corrente em contra fase com a tensão da rede elétrica.

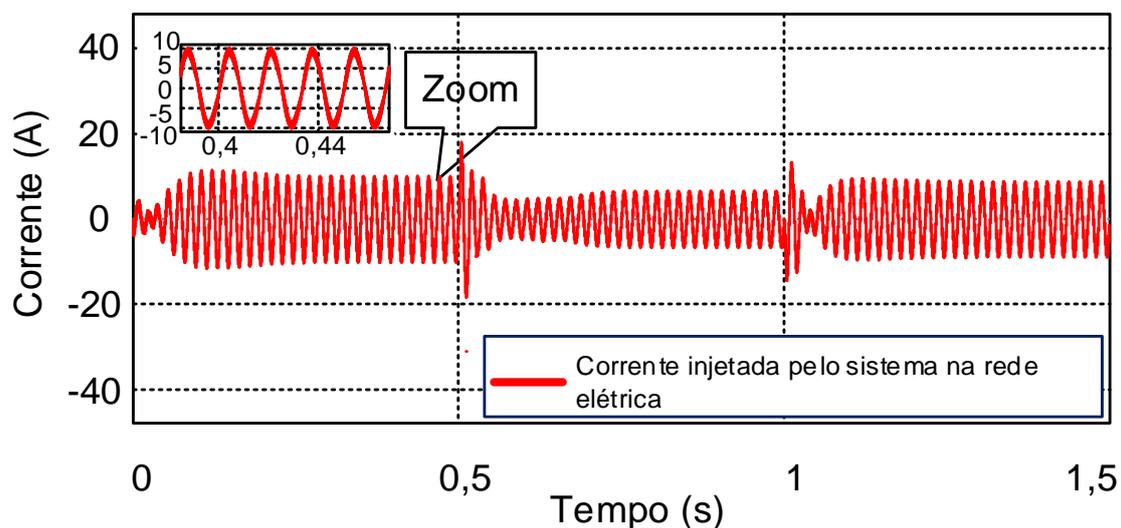


Figura 5.39 - Corrente injetada pelo sistema na rede elétrica sob variações da radiação nos strings utilizando o método ESC.

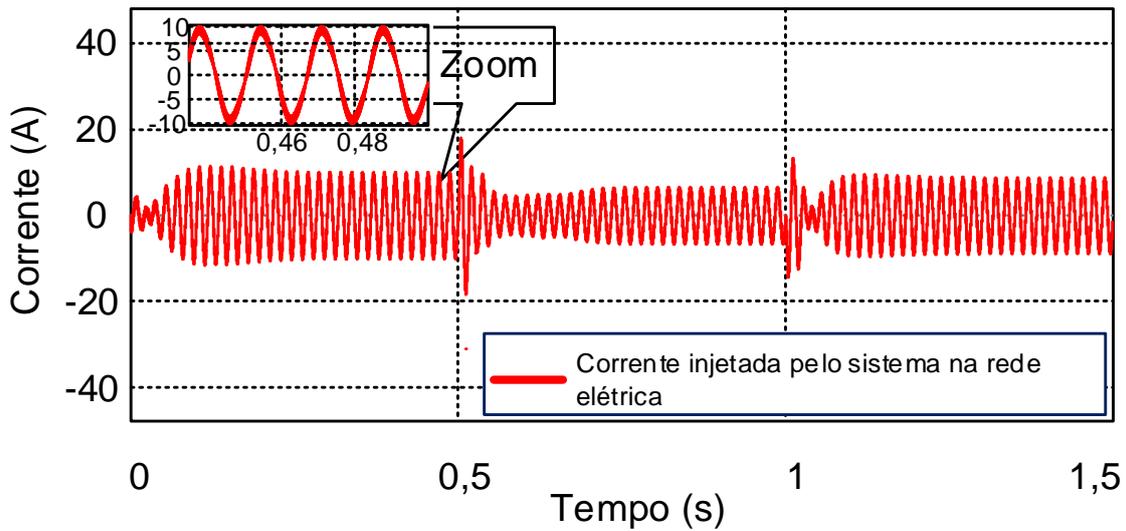


Figura 5.40 - Corrente injetada pelo sistema na rede elétrica sob variações da radiação nos strings utilizando o método IC.

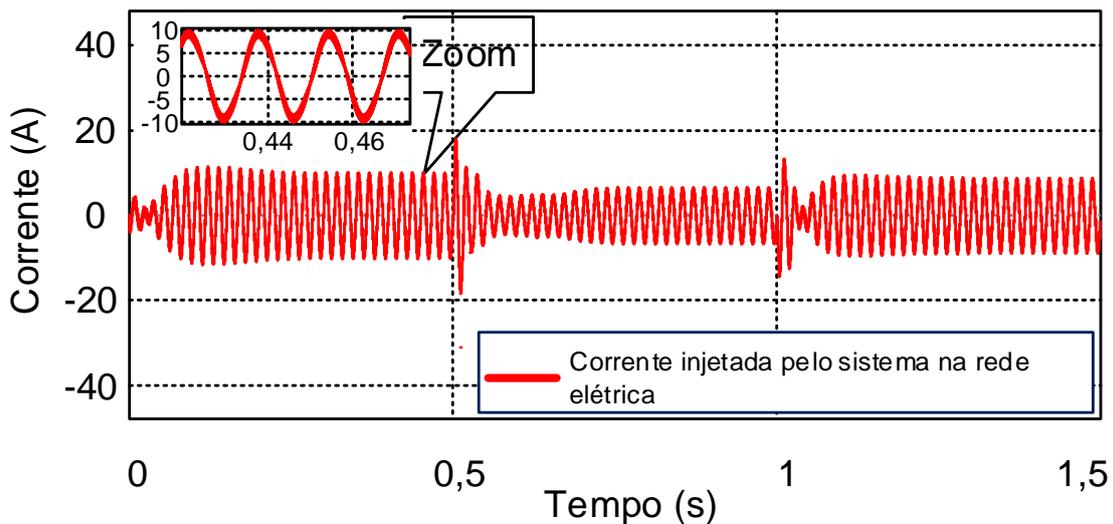


Figura 5.41 - Corrente injetada pelo sistema na rede elétrica sob variações da radiação nos strings utilizando o método P&O.

5.6. ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS TOPOLOGIAS

A última secção deste capítulo tem como objetivo validar a topologia abordada neste trabalho de conclusão de curso, realizando uma análise comparativa entre a topologia de conversores CC-CC em série e a topologia centralizada de múltiplos estágios. Ambas as topologias foram impostas a um sombreamento parcial nos respectivos *strings*, possuindo o mesmo número de painéis e a mesma incidência de

radiação. A tabela 5.18, denota os parâmetros de radiação impostas nos *strings* da topologia de conversores CC-CC em série.

Tabela 5.19 - Parâmetros de radiação na topologia de conversores CC-CC em série.

<i>Strings</i>	Painéis	Radiação (W/m²)
<i>String 1</i>	Painel 1	1000
	Painel 2	1000
<i>String 2</i>	Painel 3	600
	Painel 4	800
<i>String 3</i>	Painel 5	800
	Painel 6	600

A tabela 5.19, denota os parâmetros de radiação impostas no *string* da topologia centralizada de múltiplos estágios. Sendo nesta topologia é realizada a associações em série de todos os painéis.

Tabela 5.20 - Parâmetros de radiação na topologia de centralizada de múltiplos estágios.

Painéis	Radiação (W/m²)
Painel 1	1000
Painel 2	1000
Painel 3	600
Painel 4	800
Painel 5	800
Painel 6	600

Desta forma, é possível encontrar a resposta de potência de ambas as topologias, como ilustrados pelas Figuras 5.42 e 5.43. Com o objetivo de extrair a máxima potência

disponíveis nos *strings*, foi utilizado nesta simulação o algoritmo P&O que anteriormente apresentou uma resposta satisfatório nas análises efetuadas.

Através das simulações, é possível constatar que a topologia de conversores CC-CC em série possui maior tolerância ao efeito de sombreamento parcial, possuindo um erro percentual em regime permanente de 5,1535%, entretanto, a topologia centralizada de múltiplos estágio apresentou um elevado erro percentual em regime permanente de 57,9802%.

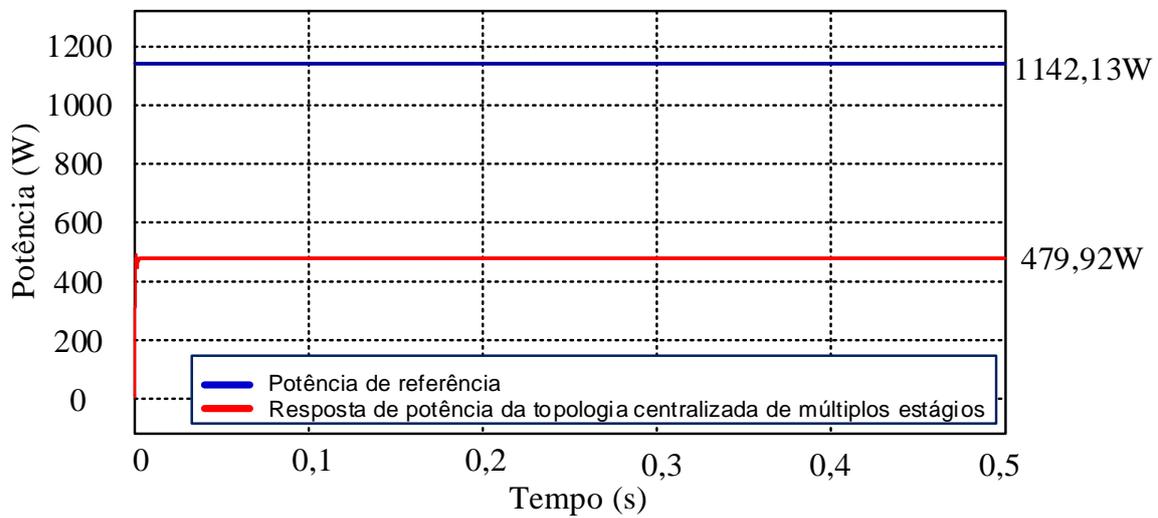


Figura 5.42 - Resposta de potência da topologia centralizada de múltiplos estágios.

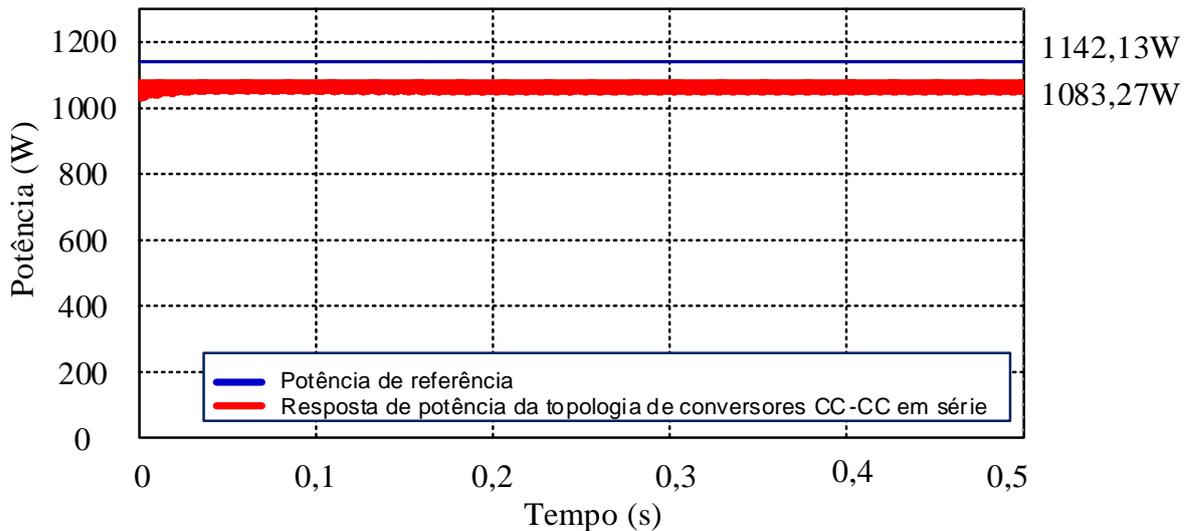


Figura 5.43 - Resposta de potência da topologia de conversores CC-CC em série.

5.7. CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado a topologia de conversores CC-CC em série implementado no software computacional PSIM®, com o controle multi-malhas, a fim de verificar e validar a proposta do trabalho de conclusão de curso. Sendo apresentados os projetos e valores dos controladores dos respectivos conversores eletrônicos para dados modos de operação do sistema.

Na secção 5.4, foi realizada uma análise comparativa entre as técnicas de MPPT, a fim de avaliar seu desempenho no sistema fotovoltaico proposto, visando seleccionar a técnica mais adequada para o sistema. A técnica ESC para a topologia abordada demonstrou-se ser a mais ineficiente das três estudadas, devido ao seu longo tempo de convergência e altos sobressinais. Entretanto o algoritmo ESC, dentre os demais métodos, foi o algoritmo que rastreou o melhor ponto de operação, tendo um erro percentual médio em regime permanente de 0,161%, porém apresentando baixo fator de rastreamento de 90,5972%. O algoritmo de MPPT o qual obteve melhor desempenho, foi o algoritmo P&O, apresentando um fator de rastreamento de 96,8303% e erro percentual médio em regime permanente de 0,652%.

Com o objetivo verificar e validar funcionamento da estrutura, tanto em regime permanente, quanto para degrau de radiação, foram apresentados na secção 5.6 os resultados obtidos do sistema global proposto, ilustrando os resultados de simulações mais relevantes, onde se verifica as influências da topologia e o comportamento estático e dinâmico do controle. Através dos resultados é possível validar as tomadas de decisões do algoritmo supervisor, o qual devido as casualidades do sistema alternou entre as duas leis de controle, otimizando e protegendo o sistema proposto.

E por fim, foi realizado uma análise comparativa entre a topologia de conversores CC-CC em série e a de configuração centralizada de múltiplos estágios, sendo ambas a topologias impostas a um sombreamento parcial nos respectivos *strings*, possuindo o mesmo número de painéis e a mesma incidência de radiação sobre estes. Através dos resultados obtidos, verificou-se que a topologia abordada reduz o efeito de sombreamento parcial nos geradores fotovoltaicos, devido sua entrada descentralizada, não havendo a necessidade de uma grande associação de painéis.

6. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma estratégia de controle com o objetivo de supervisionar o comportamento da topologia abordada, a fim de otimizar a extração de potência dos geradores fotovoltaicos, independente de variações climáticas. Dentre as diversas possibilidades de arquiteturas de conversores para sistemas fotovoltaicos, a estrutura de conversores CC-CC em série ou configuração centralizada *multi-string*, é interessante devido sua entrada descentralizada o qual possibilita vantagens como: maior eficiência; facilidade de manuseio, inspeção e reparo; menor tensões nos elementos passivos e ativos; menor ganho estático dos conversores CC-CC; tomadas de decisões em conjunto; e maior tolerância ao efeito de sombreamento parcial. Tais vantagens possibilitam aumentar a eficiência do sistema fotovoltaico e, conseqüentemente, alcançar um retorno mais rápido do investimento realizado.

Os estágios de entrada descentralizados possibilitaram o rastreamento de máxima potência individual por módulo e a redução dos números de associações de painéis PVs nos *strings*, implicando na minimização do efeito de sombreamento parcial, e conseqüentemente, permitindo uma maior eficiência na extração de potência. Entretanto, sob um desbalanceamento significativo de radiação nos *strings*, pode ocorrer uma violação de tensão admissível em determinados conversores CC-CC da estrutura. Devido a necessidade de respeitar esta restrição e extrair a máxima potência dos strings, um algoritmo supervisor foi implementado com a finalidade de impor qual lei de controle atuará no sistema. Tendo o algoritmo três tipos de decisões distintas, a primeira que o gerador fotovoltaico opere em MPPT, a segunda que o sistema opere em OVL e a terceira tem como objetivo de restabelecer o equilíbrio entre as tensões através da mudança da tensão de referência do barramento CC, sendo respeitada suas dadas restrições.

A partir da modelagem e controle dos estágios de conversão da topologia abordada, verificou-se via simulação computacional o comportamento do sistema. A fim de valida-lo, foram realizados ensaios com degraus positivos e negativos de radiação, verificando o comportamento das variáveis de interesse. Sendo assim, foi possível validar o comportamento do algoritmo supervisor, o qual teve uma resposta satisfatória ao efetuar as tomadas de decisões, que consiste em garantir a extração máxima de potência e

respeitar as restrições do sistema, conseqüentemente, otimizando o sistema fotovoltaico proposto.

O comportamento do algoritmo supervisor foi testado com três técnicas de MPPT distintas (ESC, IC e P&O), tendo o objetivo de comparar e analisar as respectivas respostas. O sistema proposto utilizando a técnica ESC para rastreamento da máxima potência, apresentou elevados sobressinais de até 95,65W e tempo de tempo de convergência de até 0,24s, quando submetidos a degraus de radiação. O algoritmo ESC demonstrou-se ser a mais ineficiente das três técnicas abordadas, devido seu baixo fator de rastreamento de 90,5972%, entretanto o algoritmo obteve o maior erro percentual em regime permanente, tendo uma média de 0,161%. O sistema proposto utilizando a técnica IC para efetuar o rastreamento de potência, apresentou resultados satisfatório, como tempo de convergência de até 0,05s, um fator de rastreamento de 96,1938% e não apresentando sobressinais consideráveis. Entretanto a técnica apresentou um elevado erro percentual em regime permanente comparado com as demais técnicas, obtendo uma média de 2,713%. Desta forma, a técnica que obteve os resultados globais mais satisfatórios, foi o algoritmo P&O, obtendo resultados como: tempo de convergência de 0,025s; fator de rastreamento médio de 96,8303%; e erro percentual médio em regime permanente de 0,652%.

Também verificou-se um desempenho satisfatório da topologia abordada, quando submetida um sombreamento parcial. Com o objetivo de validar a topologia para tais características de radiação, foi realizado uma análise comparativa com a configuração centralizada de múltiplos estágios, tendo a mesma quantidade painéis e mesmos índices de radiação. Comprovando que a topologia abordada possui maior tolerância a sombreamentos parciais, apresentando um erro parcial de 5,1535%.

REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Energia solar**. [S.l.:s.n.], 2003. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/>>. Acesso em: 10 junho 2015.

ALEPUZ, S.; MONGE, S. B.; BORDONAU, J.; GAGO, J.; GONZALEZ, D.; BALCELLS, J. **Interfacing renewable energy sources to the utility grid using a three-level inverter**. IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 53, n. 5, p 1504-1511, 2006.

ANGÉLICO, B. A.; CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O. da. **Proportional–integral/proportional–integral derivative tuning procedure of a single-phase shunt active power filter using Bode diagram**. IET Power Electron, p. 1-13, 2014.

BRATCU, A. I.; MUNTEANU, I.; BACHA, S.; PICAULT, D.; RAISON, B. **Power optimization strategy for cascaded DC–DC converter architectures of photovoltaic modules**. *Proc. IEEE ICIT*, pp.1-8 2009.

BRATCU, A.I. ; MUNTEANU, I. ; BACHA, S. ; PICAULT, D. ; RAISON, B. **Cascaded DC–DC Converter Photovoltaic Systems: Power Optimization Issues**. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 58, p. 403 – 411, 2011.

BRITO, M. A. G.; GALOTTO JUNIOR, L.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. **Comparative analysis of mppt techniques for pv applications**. IEEE International Conf. Clean Electrical Power, pp. 99-104, 2011.

BRUM, D.C. **Controle supervisorio aplicados a sistemas fotovoltaicos autônomos com topologia multi-string**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Florianópolis, RS, 2010.

CAMPANHOL, L. B. G. **Filtro ativo de potência paralelo utilizando inversores monofásicos full-bridge aplicado em sistemas trifásicos a quatro-fios**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, PR, 2012.

CASARO; Márcio Mendes; MARTINS, Denizar Cruz. **Modelo de arranjo fotovoltaico destinado a análises em eletrônica de potência via simulação**. Eletrônica de Potência, vol. 13, no. 3, p. 141-146, Ago de 2008.

CHEN, L.; ZHANG, Q.; SUN, C. **Transformerless Photovoltaic Inverter System Based on Multilevel Voltage**. Industrial Electronics and Applications (ICIEA), p.1663-1666, 2012.

Krstic, M.; Ariyur, K. B.. **Analysis and design of multivariable extremum seeking**. *Proc. Amer. Control Conf.*, p.2903-2908, 2002.

LINDEKE, D. **Projeto de um filtro ativo paralelo de 1kVA usando técnicas de controle Analógico e digital**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2003.

LINDGREN, B.; **Topology for decentralized solar energy inverters with a low voltage ac-bus**. European Conference on Power Electronics and Applications, 1999.

M. A. G. DE BRITO; L. GALOTTO; L. P. SAMPAIO; G. MELO; C. A. CANESIN. **Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, n. 3, p. 1156-1167, 2013.

MEINHARDT, M. et al. **Multi-string-converter with reduced specific costs and enhanced functionality**. Solar Energy, v. 69, Julho 2001.

MIYATAKE, M.; VEERACHARY, M.; TORIUMI, F.; FUJII, N.; KO, H. **Maximum power point tracking of multiple photovoltaic arrays: a PSO approach**. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 47, n. 1, p. 367-380, 2011.

MODESTO, R. A.. **Método de compensação ativa de potência aplicado a um filtro ativo paralelo monofásico**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, PR, 2007.

NWESATY, W.; BRATCU, A.I.; HABLY, A. **Extremum seeking control techniques applied to photovoltaic systems with multimodal power curves**. Renewable Energy Research and Applications (ICRERA) International Conference on, p. 85-90, 2013.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. Pearson Prentice Hall, 5 ed., 2010.

RAJENDRA PRASAD, A.; E. NATARAJAN. **Optimization of integrated photovoltaic-wind power generation systems with battery storage**. Energy, vol. 31, p. 1943-1954, 2006.

RASHID, M. H. Power Electronics Handbook. Butterworth-Heinemann, 3 ed., 2010.

SAMPAIO, L. P. **Uma Nova Metodologia de Projeto e Controle para o Inversor Boost (CSI) Monofásico, para o Aproveitamento de Fontes Alternativas e Renováveis de Energia Elétrica**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual Paulista, SP, 2010.

SEVERO; Leonardo. **Estudo E Implementação De Métodos De Proteção De Anti-Ilhamento Aplicados A Sistemas Fotovoltaicos**. Dissertação para obtenção do grau de mestre. Instituto De Eletrônica De Potência. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.

SILVA, S. A. O. da; CAMPANHOL, L. B. G.; GOEDTEL, A.; NASCIEMNTO, C. F.; PAIÃO, D. **A comparative analysis of p-PLL algorithms for single-phase utility connected systems**. In: 13th European Power Electronics Conference and Applications EPE 2009, Barcelona, Spain. 2009. p. 1-10.

SILVA, S. A. O. da; CAMPANHOL, L. B. G.; BACON, V.D.; ANGÉLICO, B. A. **Stability analysis and performance evaluation of a Single-phase phase-locked loop algorithm using a non-autonomous adaptive filter.** Power Electronics (IET), p. 1-10, 2014.

SILVA, S. A. O. da; CAMPANHOL, L. B. G.; BACON, V.D.; SAMPAIO, L. P. **Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic System With Active Power Line Conditioning.** Sobraep, 2015.

SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. **A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems.** IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 4, n. 1, p. 89-98, 2013.

VIJAYAKUMARI, A.; DEVARAJAN, A. T.; DEVARAJAN, N.. **Design and development of a model-based hardware simulator for photovoltaic array.** Elsevier. Electrical Power and Energy Systems 43.p. 40 – 46, 2012.

WALKER, G.R.; SERNIA, P.C. **Cascaded DC-DC Converter Connection of Photovoltaic Modules.** Proceedings 33th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cairns, Australia. Vol. 1, p. 24-29, 2002.