

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
ENGENHARIA ELÉTRICA

MAYARA MIRANDA

**ESTUDO E ANÁLISE DO INVERSOR FONTE Z EM UMA
APLICAÇÃO FOTOVOLTAICA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CORNÉLIO PROCÓPIO
2016

MAYARA MIRANDA

**ESTUDO E ANÁLISE DO INVERSOR FONTE Z EM UMA
APLICAÇÃO FOTOVOLTAICA**

Trabalho de Conclusão de Curso, do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio.

Coorientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva.

CORNÉLIO PROCÓPIO

2016



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



FOLHA DE APROVAÇÃO

Mayara Miranda

Estudo e análise do inversor fonte Z em uma aplicação fotovoltaica

Trabalho de conclusão de curso apresentado às 08:20hs do dia 16/06/2016 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). Leonardo Poltronieri Sampaio - Presidente (Orientador)

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

Prof(a). Dr(a). Rodrigo Augusto Modesto - (Membro)

Prof(a). Dr(a). Alessandro do Nascimento Vargas - (Membro)

A folha de aprovação assinada encontra-se na coordenação do curso.

Dedico este trabalho a minha mãe, Regina Jesus de Miranda, ao meu pai, Arsênio Aparecido Miranda, e a minha irmã, Monique Miranda.

AGRADECIMENTOS

A Deus pelas pessoas que colocou em minha vida e que orientaram o meu caminho.

A minha família pelo apoio e esforço a fim de garantir minha educação.

Ao meu orientador Prof. Dr. Leonardo Sampaio Poltronieri e coorientador Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva pela atenção, dedicação, paciência e empenho para guiar os meus estudos neste trabalho.

Ao meu colega Kleber José de Moura Júnior pela boa vontade em contribuir para este projeto.

Aos professores da UTFPR de Cornélio Procópio, que se comprometeram com o seu ofício se esforçando para compartilhar seus conhecimentos.

Ao meu orientador no Projeto Ninho de Pardais, o Prof. Dr. Marcos Banheti Rabello Vallim, que sempre acreditou no meu potencial e abriu portas para o meu crescimento profissional e pessoal, através dos desafios que eu enfrentei e das pessoas que eu conheci durante a minha participação no Projeto.

Aos meus amigos de curso Jessica Fernandes Lopes e Luis Henrique Miranda dos Santos pela amizade nos momentos tristes e felizes da graduação.

Ao colega Alexandre Braga que foi uma pessoa muito importante para o meu ingresso no curso de engenharia elétrica.

Aos meus colegas de curso que contribuíram para a finalização desta etapa.

E àqueles que de alguma forma deixaram sua contribuição para o meu desenvolvimento pessoal e profissional.

Há um tempo em que é preciso abandonar as roupas usadas, que já têm a forma do nosso corpo, e esquecer os nossos caminhos, que nos levam sempre aos mesmos lugares. É o tempo da travessia: e se não ousarmos fazê-la, teremos ficado, para sempre, à margem de nós mesmos. (Fernando Teixeira de Andrade).

RESUMO

MIRANDA, Mayara. **Estudo e análise do inversor fonte Z em uma aplicação fotovoltaica**. 2016. 112 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2016.

Este trabalho apresenta o princípio de funcionamento, a modelagem, a modulação e o projeto dos controladores de um inversor fonte Z monofásico aplicado em um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. Como esse inversor surgiu sob a justificativa de que supera algumas limitações do inversor fonte de tensão, este projeto também compara o desempenho do inversor fonte Z com o inversor fonte de tensão em um sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica. Utiliza para a comparação malhas de controle equivalentes e o mesmo procedimento de sintonia dos controladores. Por meio de simulação computacional, utilizando o *software* MATLAB® & Simulink®, são realizadas a validação dos controles e a comparação de ambos os sistemas. Adicionalmente, é demonstrado o procedimento de projeto para ambas as topologias e, através de uma análise comparativa, são evidenciadas as vantagens e desvantagens de cada topologia, levando em conta as especificações do projeto e as necessidades da aplicação desejada.

Palavras-chave: Inversor fonte Z. Inversor fonte de tensão. Sistema fotovoltaico. Modelagem de conversores.

ABSTRACT

MIRANDA, Mayara. **Study and analysis of Z-Source inverter in a photovoltaic application**. 2016. 112 p. Final Paper (Bachelor's degree) – Electrical Engineering. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2016.

This work presents the functioning principles, the modelling, the modulation and the control design of a single-phase Z-Source inverter applied in a grid-connected photovoltaic power system. As this inverter was developed to overcome some limitations of the voltage source inverter, this project also compares the performance of the Z-source inverter with the voltage source inverter in a grid-connected photovoltaic power system. It uses equivalent control loops and the same methodology to tune the controllers for comparison purposes. The controllers are validated and the systems are compared through computing simulations, using the software MATLAB[®] & Simulink[®]. Additionally, it is demonstrated the procedure to design both topologies and through a comparative analysis is showed the advantages and disadvantages of each topology, considering the project requirements and the needs of the desired application.

Keywords: Z-source inverter. Voltage source inverter. Photovoltaic system. Modelling of converters.

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Dados do painel modelo Sunmodule SW 245 da Solarworld.....	76
Tabela 2 – Parâmetros usados no sistema PV com conversor <i>Boost</i> e VSI.	77
Tabela 3 – Parâmetros usados no sistema PV com ZSI	80
Tabela 4 – Fator de rastreamento	85
Tabela 5 – Custo dos componentes usados na topologia com conversor <i>Boost</i> e VSI. .	99
Tabela 6 – Custo dos componentes usados na topologia com ZSI.....	99

LISTA DE SIGLAS

AM	<i>Air Mass</i>
CA	<i>Corrente Alternada</i>
CC	<i>Corrente Contínua</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
FB	<i>Full-Bridge</i>
MBC	<i>Maximum Boost Control</i>
MCBC	<i>Maximum Constant Boost Control</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NST	<i>Non-Shoot-Through</i>
P&O	<i>Perturb and Obserb</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PV	<i>Photovoltaic</i>
PWM	<i>Pulse With Modulation</i>
SBC	<i>Simple Boost Control</i>
ST	<i>Shoot-Through</i>
STC	<i>Standard Test Condition</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
ZSI	<i>Z-Source Inverter</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	12
1.1 PROBLEMA.....	14
1.2 JUSTIFICATIVA	15
1.3 OBJETIVOS	16
1.3.1 Objetivo geral	16
1.3.2 Objetivos específicos.....	16
1.4 METODOLOGIA	17
1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	17
2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.....	19
2.1 PAINÉIS FOTOVOLTAICOS	19
2.1.1 Características elétricas	20
2.1.2 Modelo equivalente do painel fotovoltaico	23
2.2 TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DO MPP	25
2.3 <i>PHASE-LOCKED LOOP</i>	26
2.4 CONCLUSÃO	28
3 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES EMPREGADOS EM SISTEMAS PV CONECTADOS À REDE ELÉTRICA	29
3.1 CONVERSOR <i>BOOST</i> COM INVERSOR FONTE DE TENSÃO.....	29
3.2 INVERSOR FONTE Z	30
4 SISTEMA PV COM CONVERSOR <i>BOOST</i> E INVERSOR FONTE DE TENSÃO.....	32
4.1 MODULAÇÃO TRÊS NÍVEIS	32
4.2 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	33
4.3 MODELAGEM DO CONVERSOR <i>BOOST</i> E INVERSOR FONTE DE TENSÃO	35
4.3.1 Conversor <i>Boost</i>	36
4.3.1.1 Obtenção das equações médias do conversor <i>Boost</i>	36
4.3.1.2 Perturbação e linearização das equações médias do conversor <i>Boost</i>	39
4.3.1.3 Funções de transferência do conversor <i>Boost</i>	41
4.3.2 Inversor fonte de tensão ou <i>Full-Bridge</i>	42
4.3.2.1 Obtenção das equações médias do inversor fonte de tensão	43
4.3.2.2 Perturbação e linearização das equações médias do inversor fonte de tensão ...	45
4.4 CONCLUSÃO	50
5 SISTEMA PV COM INVERSOR FONTE Z	51
5.1 TOPOLOGIA E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO ZSI.....	51
5.2 MODULAÇÃO <i>SIMPLE BOOST CONTROL</i>	53
5.3 ANÁLISE DA TOPOLOGIA DO ZSI.....	55
5.4 DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS PASSIVOS DO ZSI	60
5.5 MODELAGEM	62
5.5.1 Obtenção da função de transferência $G_{vi}(s)$	64
5.5.2 Obtenção das funções de transferência $G_{id}(s)$ e $G_{vci}(s)$	67
5.5.3 Obtenção da função de transferência $G_{im}(s)$	74
5.6 CONCLUSÃO	75
6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	76
6.1 ESPECIFICAÇÕES DO PAINEL FOTOVOLTAICO	76
6.2 PROJETO DOS CONTROLADORES	77
6.2.1 Projeto dos controladores do conversor <i>Boost</i> e VSI.....	77
6.2.2 Projeto dos controladores da topologia com o ZSI.....	80

6.3 COMPARAÇÃO DAS TOPOLOGIAS	83
6.3.1 Fator de rastreamento	83
6.3.2 Rendimento.....	86
6.3.3 Distorção harmônica.....	87
6.3.4 Esforço nas chaves e nos diodos.....	89
6.3.5 Tensão no barramento CC	94
6.3.6 Tensão no capacitor	96
6.3.7 Tensão no painel PV	97
6.3.8 Corrente no painel PV	98
6.3.9 Análise de custo.....	99
6.3.10 Outras vantagens	100
6.4 CONCLUSÃO	100
7 CONCLUSÕES.....	102
8 TRABALHOS FUTUROS	104
REFERÊNCIAS	105

1 INTRODUÇÃO

A crescente demanda de energia elétrica associada ao aumento das preocupações com questões ambientais têm incentivado o investimento em fontes renováveis de energia, sendo a energia solar a fonte de energia que tem ganhado destaque nos últimos anos (BLAABJERG et al., 2006). A energia solar é abundante, inesgotável e sua conversão em energia elétrica possui baixo impacto ambiental (PHILIBERT et al., 2011).

O investimento em geração fotovoltaica vem crescendo a nível mundial. De acordo com os dados do SolarPower Europe (2015), ilustrados na Figura 1, a capacidade de geração fotovoltaica instalada no mundo aumentou por um fator de 100 desde 2000.

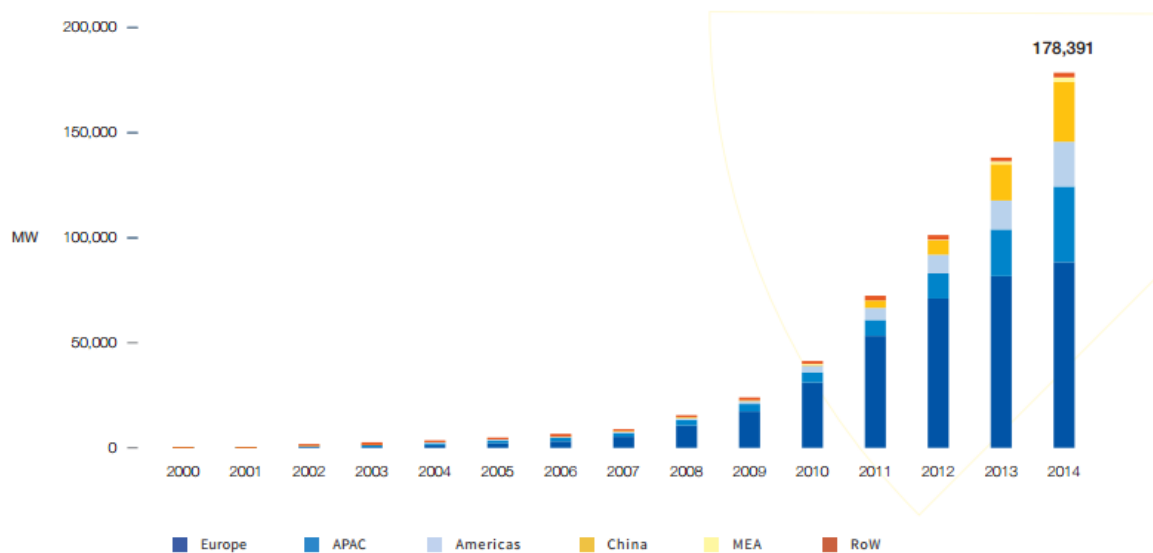


Figura 1 - Evolução da capacidade fotovoltaica acumulada global de 2000-2014 (MW).

Fonte: SolarPower Europe (2015).

Os sistemas fotovoltaicos (*photovoltaic* – PV) podem ser basicamente classificados em autônomos ou conectados à rede elétrica, dependendo da localização e da disponibilidade dos recursos energéticos (JUCÁ; CARVALHO, 2013).

Os sistemas conectados à rede geralmente não possuem elementos armazenadores de energia, uma vez que toda a energia gerada é injetada na rede elétrica. Por isso, são fontes de energia complementares do sistema no qual se conectam (JUCÁ; CARVALHO, 2013).

A unidade básica de geração de energia de um sistema fotovoltaico é a célula fotovoltaica, que reunida com outras, forma o painel fotovoltaico. A saída de um painel fotovoltaico apresenta características não lineares entre tensão e corrente, e é influenciada pela radiação solar, temperatura ambiente e condições de carga. Dessa forma, o painel fotovoltaico pode operar em diferentes combinações de corrente e tensão em seus terminais de saída. No entanto, há apenas um valor de tensão de saída onde a transferência de potência é máxima, desconsiderando o efeito do sombreamento parcial sobre os painéis fotovoltaicos. Esse valor é chamado de ponto de máxima transferência de potência ou *Maximum Power Point* (MPP) e deve ser constantemente monitorado para maximizar a eficiência do painel (OLIVEIRA, 2015).

O efeito do sombreamento parcial ocorre quando a distribuição da radiação solar não é uniforme sobre toda a superfície do arranjo fotovoltaico e pode resultar em dois ou mais MPPs (MIYATAKE et al., 2011).

O sistema fotovoltaico necessita de inversores ou conversores CC-CA (Corrente Contínua – Corrente Alternada) para converter a corrente contínua gerada pelo painel em corrente alternada e rastrear o MPP para, então, ser conectado à rede elétrica. Esses inversores devem atender os requisitos de qualidade e segurança a fim de satisfazer os critérios de qualidade de energia elétrica, de modo a não afetar o desempenho da rede elétrica (JUCÁ; CARVALHO, 2013, p. 43).

As topologias de inversores podem ser divididas de acordo com a presença de isolamento galvânica em dois grupos: inversores isolados e inversores não isolados. Os inversores isolados utilizam um transformador de baixa frequência ou alta frequência para isolamento galvânica e, apesar de geralmente possuir vantagens tais como alto ganho de tensão e em questões de segurança, essas estruturas são mais caras, mais complexas e de baixa eficiência. Como alguns países não exigem isolamento galvânica em redes de baixa tensão, aumentou-se o interesse pelas topologias de inversores sem transformador.

Essas topologias podem ser classificadas em topologias de um estágio e dois estágios (CAO et al., 2011). Na topologia de dois estágios, as funções de elevação de tensão, controle do MPP e conversão CC-CA ocorrem em etapas distintas, enquanto que na topologia de um estágio essas funções ocorrem em apenas uma etapa. Muitos pesquisadores alegam que com a topologia de um estágio é possível aumentar a eficiência da conversão e da confiabilidade, e reduzir o custo e o tamanho do sistema, (BRADASCHIA et al., 2013; HUANG et al., 2006). Por isso, a topologia de um estágio tem sido amplamente abordada (JAIN; AGARWAL, 2007; SHAHPARASTI et al., 2011).

O inversor de dois estágios usualmente empregado no sistema fotovoltaico é o inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter – VSI*) associado com um conversor CC-CC elevador de tensão conectado na sua entrada. As limitações apresentadas por esse inversor incentivaram o desenvolvimento do inversor de um estágio conhecido como inversor fonte Z ou *Z-Source (ZSI)*. Os problemas do VSI e as vantagens apresentadas pelo ZSI serão abordados nas próximas seções.

1.1 PROBLEMA

Dois fatores ainda limitam a expansão da geração fotovoltaica apesar dos seus avanços. Um deles é o custo do painel fotovoltaico e da interface do sistema de conversão e, o outro, é a variabilidade da tensão de saída das células fotovoltaicas, que é altamente influenciada por fatores climáticos, tais como variações na temperatura e radiação solar (LI et al., 2009).

Os inversores fonte de tensão são os inversores usualmente empregados em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Porém, esses inversores possuem algumas limitações relacionadas à variação da tensão de saída do painel fotovoltaico. A tensão disponível na entrada do VSI (barramento CC) deve ter um valor médio superior à tensão de saída de pico da rede, considerando que o VSI é um conversor abaixador de tensão (FARHANGI; FARHANGI, 2006). Desse modo, quando a tensão disponível nos terminais de saída do arranjo PV não é suficiente para garantir o funcionamento correto do VSI, faz-se necessária a utilização de um estágio elevador, sendo o conversor *Boost* o mais empregado nessa situação. Esse conversor tem a função de elevar a tensão e realizar o rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking – MPPT*) (LI et al., 2009).

O inversor que possui um conversor adicional para a elevação de tensão é chamado de inversor de dois estágios, porque possui uma fase para a elevação de tensão e outra para a conversão CC-CA. O uso do conversor adicional pode encarecer o sistema e reduzir sua eficiência (PENG, 2003).

Além dessas desvantagens, o VSI possui outra desvantagem relacionada à operação de suas chaves. As chaves de um mesmo braço nesse inversor não podem entrar em operação simultaneamente, provocando um curto-circuito no barramento CC. Logo, é necessário um

tempo de espera (tempo morto) entre os pulsos que acionam as chaves de um mesmo braço, porém podem ocorrer distorções na forma de onda na tensão de saída (PENG, 2003).

Em 2002, foi desenvolvida uma topologia capaz de superar essas desvantagens do VSI. Peng (2003) desenvolveu o inversor fonte Z (*Z-Source*) que supera as limitações do VSI e que pode ser empregado em diversas aplicações.

Considerando a limitação de tensão disponível na tensão de saída do arranjo PV, os custos, a eficiência e as desvantagens destacadas da utilização dos inversores a dois estágios, especialmente o VSI, neste trabalho optou-se pela utilização do inversor fonte Z. Assim, este trabalho propõe-se a descrever o funcionamento do ZSI, apresentar a modelagem e o controle de sua estrutura, em um cenário de geração de energia elétrica a partir de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica monofásica em corrente alternada e baixa tensão, comparando o desempenho do ZSI com o convencional sistema a dois estágios (conversor elevador em conjunto com o inversor fonte de tensão).

1.2 JUSTIFICATIVA

Devido ao grande tamanho, baixa confiabilidade, número de elementos e custo elevado dos inversores de dois estágios, surgiram pesquisas focadas no desenvolvimento de inversores de um estágio. Segundo Noor et al. (2013) os inversores de um estágio podem ser classificados, em geral, em quatro categorias: *H-Bridge*, *Buck-Boost*, *Flyback Type Chopper* e *Z-Source*. Cada topologia possui suas vantagens e desvantagens bem como limitações no próprio circuito, que podem ser vistas com detalhes no trabalho de Noor et al. (2013).

O presente trabalho optou pela aplicação do inversor fonte Z, cujas vantagens impulsionaram o desenvolvimento de outros inversores como os inversores *quasi-Z-Source* (qZSI) (LI et al., 2009), o *trans-Z-Source* (BAJESTAN, 2013), o *semi-Z-Source* (AHMED; MEKHILEF, 2015), entre outras (RAMYA; CHINNAIYA; PRABHA, 2014; CAVALCANTI et al., 2013).

Uma das características importantes do ZSI é a ampla faixa de tensão alternada possível na saída, pois o ZSI é um inversor *Buck-Boost*, ou seja, pode reduzir ou aumentar a tensão de saída em relação à tensão de entrada. Essa funcionalidade resulta da utilização do curto-circuito do braço, que não é permitido no VSI tradicional. O curto-circuito do braço é conhecido em inglês como estado *shoot-through* (ST) e permite a elevação ou redução da

tensão de entrada. Além disso, a existência desse estado dispensa o uso do tempo morto, logo, aumenta a confiabilidade e melhora a forma de onda da tensão de saída. Ademais, como o ZSI é um inversor de um estágio, sua eficiência é melhor e o custo é menor do que o inversor de dois estágios (PENG, 2003; SHEN et al., 2007).

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo geral

O objetivo geral deste trabalho é analisar o desempenho do inversor fonte Z aplicado em um sistema fotovoltaico conectado à rede monofásica.

1.3.2 Objetivos específicos

Este trabalho possui os seguintes objetivos específicos:

- Realizar um estudo literário sobre os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica;
- Estudar as técnicas de rastreamento do ponto de máxima transferência de potência aplicadas ao painel fotovoltaico;
- Realizar um estudo literário sobre o inversor fonte Z;
- Estudar as técnicas de modulação aplicadas no ZSI;
- Realizar o dimensionamento do ZSI;
- Realizar a modelagem de pequenos sinais no ZSI, de modo a obter as funções de transferências que serão aplicadas no controle;
- Projetar os controladores utilizados no ZSI;
- Estudar as condições para a conexão do inversor à rede elétrica;
- Simular o ZSI em um sistema fotovoltaico conectado à rede monofásica;

- Comparar o desempenho do ZSI com um VSI em um sistema fotovoltaico conectado à rede monofásica em corrente alternada e baixa tensão.

1.4 METODOLOGIA

A metodologia utilizada neste trabalho pode ser resumida de acordo com as seguintes fases:

- Estudo sobre a modelagem do painel fotovoltaico e do inversor fonte Z;
- Projeto do inversor fonte Z;
- Aplicação do sistema em ambiente computacional;
- Aplicação da estratégia de controle de tensão e corrente para o correto funcionamento do inversor com a rede elétrica;
- Análise do funcionamento e desempenho do inversor no sistema;
- Aplicação do conversor fonte de tensão para comparação com o inversor fonte Z.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está dividido em nove capítulos. O primeiro capítulo apresenta, respectivamente, a introdução do trabalho, o problema identificado, as justificativas para o desenvolvimento deste projeto, os objetivos, a metodologia e a estruturação deste trabalho. O segundo capítulo apresenta os sistemas fotovoltaicos e suas principais características. Aborda também as técnicas de rastreamento do MPPT e o algoritmo *Phase-Locked Loop*. O terceiro capítulo apresenta as topologias de um estágio e dois estágios tratadas neste trabalho. O quarto capítulo apresenta a modulação, o dimensionamento e a modelagem da topologia com conversor *Boost* e VSI. Já o quinto capítulo apresenta não apenas a modulação, o dimensionamento e a modelagem da topologia com ZSI, mas também descreve a topologia e o princípio de funcionamento desse inversor. O sexto capítulo apresenta os resultados do projeto dos controladores, considerando o dimensionamento e a modelagem do quarto e

quinto capítulos. Além disso, apresenta alguns tópicos de comparação do VSI e do ZSI. O sétimo capítulo apresenta as conclusões. Em seguida, o oitavo capítulo apresenta algumas sugestões para trabalhos futuros e, por fim, o último capítulo apresenta as referências.

2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Os sistemas fotovoltaicos são constituídos, basicamente, pelo bloco gerador, bloco condicionamento de potência e bloco armazenamento (opcional) como ilustra a Figura 2. O bloco gerador contém os arranjos fotovoltaicos (conjunto de painéis), o bloco de condicionamento de potência pode conter conversores CC-CC, rastreamento do ponto de máxima potência, inversores, controladores de carga (se houver armazenamento) e outros elementos de proteção, controle e supervisão. Já o bloco de armazenamento contém baterias e/ou outros dispositivos de armazenamento (CEPEL; CRESESB, 2015).

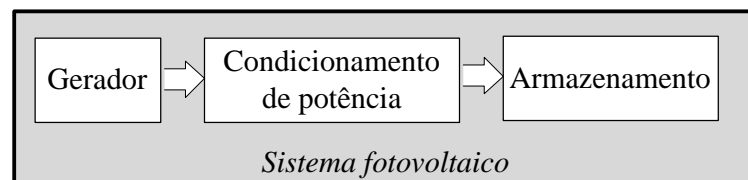


Figura 2 – Diagrama em blocos de um sistema fotovoltaico.

Fonte: Autoria própria.

2.1 PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

As células fotovoltaicas devem ser agrupadas, porque a magnitude da tensão e corrente de saída gerada é muito baixa. Além disso, elas necessitam de proteção contra fatores ambientais. Assim, forma-se o painel ou módulo fotovoltaico, conjunto ambientalmente protegido de células fotovoltaicas interligadas para gerar corrente contínua. O conjunto de painéis fotovoltaicos é chamado de arranjo fotovoltaico (JUCÁ; CARVALHO, 2013).

As células escolhidas para compor um painel fotovoltaico devem possuir características elétricas compatíveis. Em caso de incompatibilidade, a qualidade do módulo é reduzida, pois nessa situação as células de menor fotocorrente limitam o desempenho do conjunto. Esse efeito é chamado de *mismatch* (descasamento) e diminui a eficiência global do painel (CEPEL; CRESESB, 2015).

2.1.1 Características elétricas

As características elétricas do módulo podem ser determinadas pela sua curva característica corrente versus tensão ($I \times V$). Essa curva é geralmente obtida considerando condições padrão de ensaio (*Standard Test Condition – STC*), ou seja, radiação solar igual a 1000 W/m^2 , distribuição espectral padrão para massa de ar (*Air Mass - AM*) igual a 1,5 AM e temperatura de junção da célula igual a $25 \text{ }^\circ\text{C}$. A curva característica do painel PV mostra a relação entre a corrente e a tensão com a variação da carga (CEPEL; CRESESB, 2015), como ilustra a Figura 3.

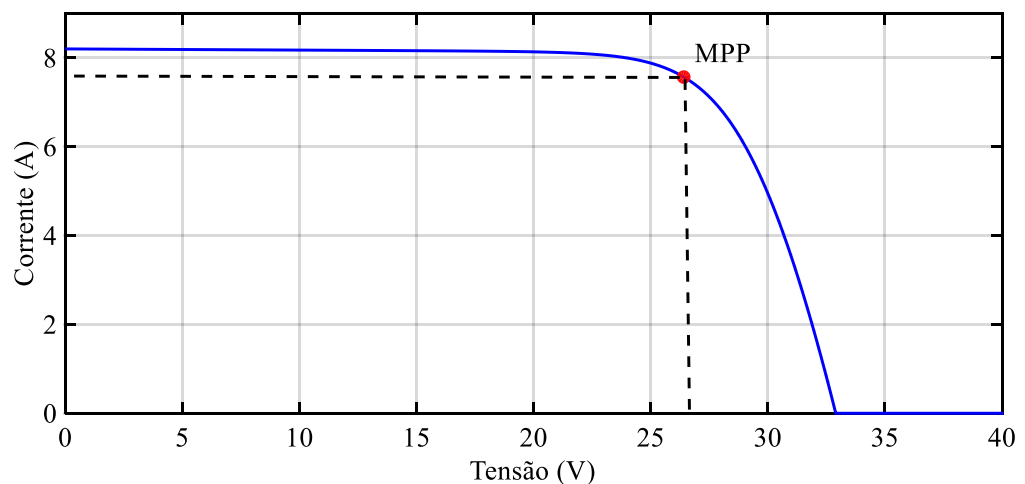


Figura 3 - Curva característica do painel solar.

Fonte: Autoria própria.

O produto corrente-tensão em cada ponto desta curva resulta na potência gerada naquele ponto de operação. Dessa maneira, é obtida a curva potência versus tensão ($P \times V$), mostrada na Figura 4.

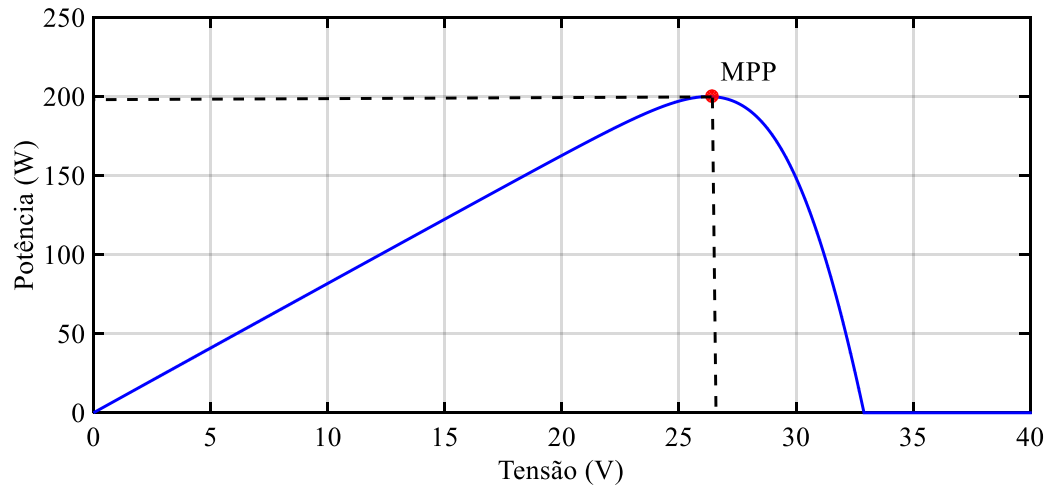


Figura 4 - Curva de potência $P \times V$.

Fonte: Autoria própria.

A curva de potência identifica o ponto de máxima potência, que corresponde a um valor específico de tensão e corrente. A tensão nesse ponto é chamada de tensão de máxima potência (V_{mpp}) e a corrente é chamada de corrente de máxima potência (I_{mpp}).

A qualidade das células do módulo pode ser avaliada pelo fator de forma (FF) da Figura 3. O FF expressa o quanto esta curva se assemelha a um retângulo. Quanto mais próxima de um retângulo, melhor a qualidade das células que compõem o módulo (CEPEL; CRESESB, 2015). O FF pode ser calculado pela equação (1).

$$FF = \frac{V_{mpp} I_{mpp}}{V_{oc} I_{sc}} \quad (1)$$

Onde V_{oc} é a tensão de circuito aberto e I_{sc} é a corrente de curto-circuito.

A máxima potência (P_{mpp}), a V_{mpp} , a I_{mpp} , a V_{oc} e a I_{sc} são os cinco parâmetros elétricos que especificam o módulo mediante determinadas condições de radiação, temperatura e massa de ar (CEPEL; CRESESB, 2015).

A intensidade luminosa e a temperatura das células são os principais fatores que influenciam as características elétricas do painel solar (CEPEL; CRESESB, 2015). À medida que a radiação solar aumenta, a corrente gerada pelo painel também aumenta, conforme

ilustrado na Figura 5. Já o aumento de temperatura provoca uma diminuição na tensão e um aumento muito pequeno na corrente, conforme apresentado na Figura 6.

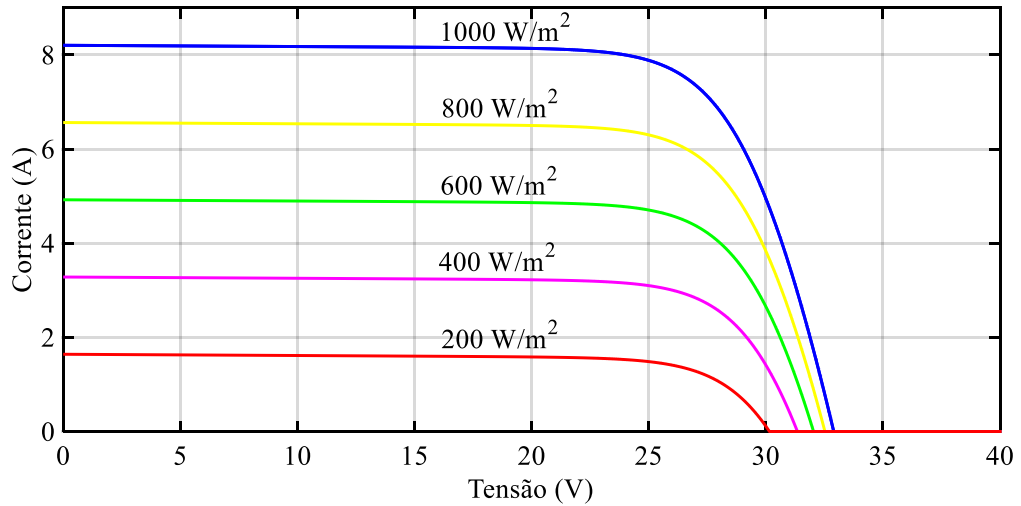


Figura 5 - Efeito da radiação solar na curva $I \times V$ ($T = 25^\circ\text{C}$).

Fonte: Autoria própria.

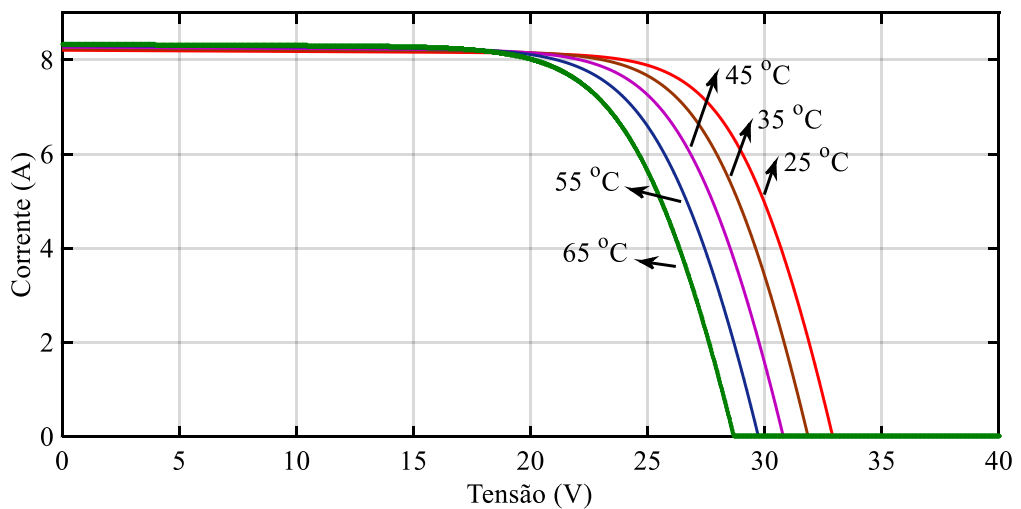


Figura 6 - Efeito da temperatura na curva $I \times V$ ($G = 1000 \text{ W/m}^2$).

Fonte: Autoria própria.

2.1.2 Modelo equivalente do painel fotovoltaico

A Figura 7 apresenta o circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.

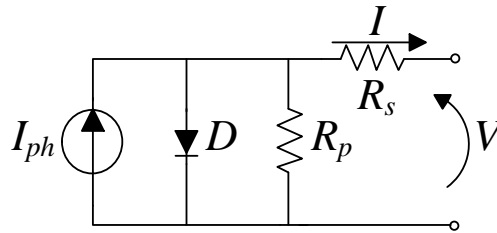


Figura 7 - Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica.

Fonte: Adaptado de Casaro e Martins (2008).

A presença do diodo (D) no modelo equivalente introduz o comportamento não linear entre a tensão (V) e a corrente de saída (I) da célula. Já a resistência em série (R_s) e a resistência em paralelo (R_p) representam as não idealidades (LUQUE; HEGEDUS, 2011).

O equacionamento da Figura 7 resulta na equação (2).

$$I = I_{ph} - I_r \left[e^{q \frac{V + IR_s}{\eta k T}} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2)$$

Onde:

V, I : tensão e corrente de saída da célula fotovoltaica, respectivamente

I_{ph} : fotocorrente

I_r : corrente de saturação reversa da célula

R_s, R_p : resistência série e paralela da célula, respectivamente

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

η : fator de qualidade da junção p-n do semicondutor

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

T : temperatura ambiente em Kelvin

A corrente resultante da equação (2) e a tensão de saída (V) são usadas para formar a curva característica $I \times V$ do painel. No entanto, como a equação (2) não pode ser resolvida algebricamente, visto que I não pode ser isolada, e que a radiação e a temperatura devem ser parâmetros de entrada do modelo, outras equações e o método de Newton são necessários, conforme apresentado em Casaro e Martins (2008).

$$I_{ph} = [I_{sc} + \alpha(T - T_r)] \frac{P_{rad}}{1000} \quad (3)$$

$$I_r = I_{rr} \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 e^{\left[\frac{qE_G}{\eta k} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right]} \quad (4)$$

Onde:

I_{sc} : corrente de curto-circuito por célula

α : coeficiente de temperatura de I_{sc}

T_r : temperatura de referência, 298 K

P_{rad} : intensidade de radiação solar, W/m^2

I_{rr} : corrente de saturação reversa de referência

E_G : energia da banda proibida, 1,1 eV

Considerando o ponto da curva $I \times V$ onde $I = 0$, $V = V_{oc}$, e $T = T_r$, obtém-se a equação (5) a seguir.

$$I_{rr} = \frac{I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_p}}{e^{\frac{qV_{oc}}{\eta k T_r}} - 1} \quad (5)$$

E, aplicando o método de Newton, obtém-se as equações (6) e (7) a seguir.

$$f(I) = I_{ph} - I - I_r \left[e^{q \frac{V+IR_s}{\eta kT}} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (6)$$

$$f'(I) = -1 - I_r e^{q \frac{V+IR_s}{\eta kT}} \frac{qR_s}{\eta kT} - \frac{R_s}{R_p} \quad (7)$$

Essas equações serão usadas na modelagem do painel fotovoltaico deste trabalho.

2.2 TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DO MPP

O rastreamento do ponto de máxima potência é um mecanismo de controle dos inversores e/ou conversores CC-CC baseado no ponto de máxima potência da curva $I \times V$.

A função principal do MPPT é garantir que o painel PV maximize a transferência de potência evitando perdas nas células, mesmo com variações nas condições de radiação e temperatura (CEPEL; CRESESB, 2015).

Existem diversos métodos de MPPT propostos na literatura tais como perturbe e observe (P&O), condutância incremental, fração da tensão de circuito-aberto, fração da corrente de curto-circuito, redes neurais, lógica *fuzzy*, entre outros. A escolha desses métodos depende do tempo de convergência, custo e facilidade da implementação (ESRAM; CHAPMAN, 2007). Neste trabalho, escolheu-se o método P&O, por ser um método simples de ser implementado e eficiente, considerando radiação solar uniforme sobre o arranjo fotovoltaico.

Na técnica P&O, a corrente e a tensão de saída do painel fotovoltaico são medidas para calcular a potência P_1 . A tensão de saída sofre então uma perturbação (ΔV) e a potência P_2 é calculada. Supondo que essa perturbação é positiva, ao comparar P_1 e P_2 , se P_2 for maior que P_1 a tensão de saída continua sendo incrementada, caso contrário, a tensão de saída é decrementada. Assim, a comparação de P_1 e P_2 permite saber se o ponto MPP está se aproximando ou afastando (SUBUDHI; PRADHAN, 2013). O fluxograma dessa técnica é apresentado na Figura 8.

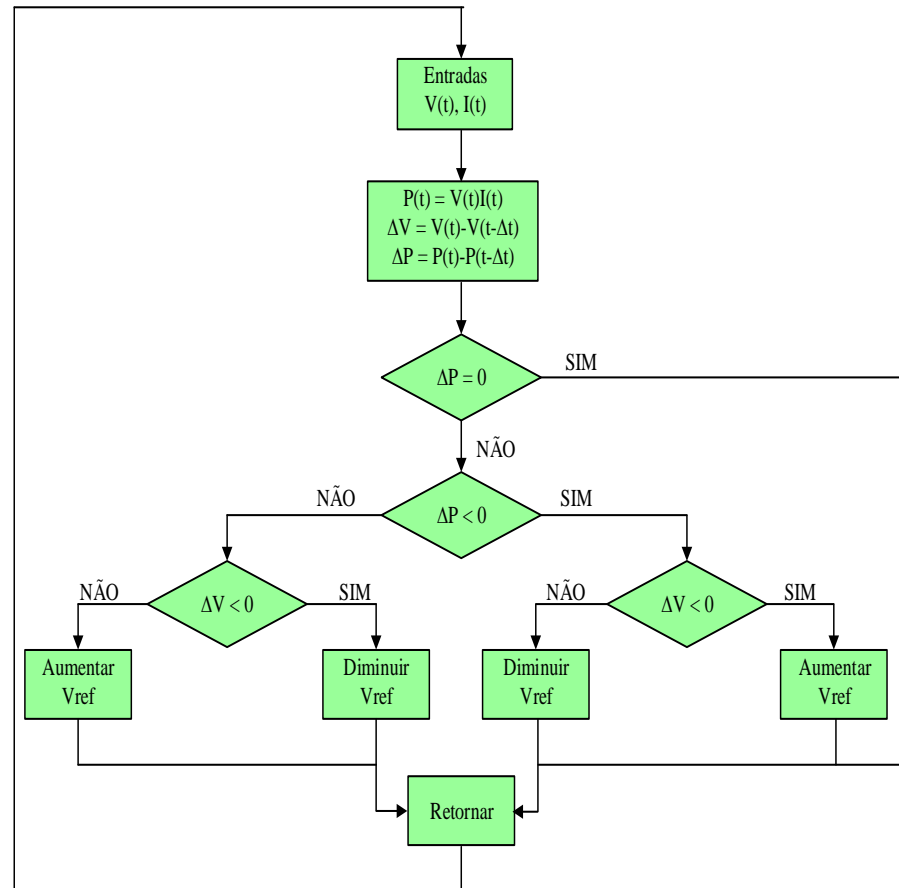


Figura 8 - Fluxograma do método P&O.

Fonte: Autoria própria.

2.3 PHASE-LOCKED LOOP

O sistema de atracamento de fase ou *Phase-Locked Loop* (PLL) é usado para a obtenção do ângulo de fase e da frequência da rede elétrica, necessários para alcançar o sincronismo entre o sistema PV e a rede elétrica e, assim, injetar potência ativa na rede (JÚNIOR, 2015; SILVA et al., 2009).

O PLL utilizado é baseado na teoria da potência ativa instantânea trifásica (p-PLL), que emprega o eixo estacionário bifásico de coordenadas $\alpha\beta$. Assim, é necessário gerar uma tensão fictícia de quadratura (v'_β), que é a tensão monofásica medida da rede elétrica (v_α) com uma defasagem igual a $\pi/2$. As equações seguintes mostram como obter as tensões fictícias (v'_α e v'_β), as correntes fictícias (i'_α e i'_β) e a potência fictícia (p').

$$\begin{bmatrix} v'_{\alpha} \\ v'_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha}(\omega t) \\ v_{\alpha}(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}V_{rede}\text{sen}(\omega t) \\ \sqrt{2}V_{rede}\text{sen}(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} i'_{\alpha} \\ i'_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha}(\theta^*) \\ i_{\alpha}(\theta^* - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$p' = v_{\alpha}\text{sen}(\omega t)\text{sen}(\theta^*) + v_{\alpha}\text{sen}(\omega t - \frac{\pi}{2})\text{sen}(\theta^* - \frac{\pi}{2}) \quad (10)$$

Onde θ^* é o resultado da integração de ω^* , que é igual a $2\pi f$, sendo f a frequência nominal da rede elétrica.

O sinal de saída do PLL estará atracado com a componente de frequência fundamental do sinal de entrada quando a potência p' for nula (CAMPANHOL, 2012). A Figura 9 apresenta o diagrama em blocos do sistema PLL monofásico descrito.

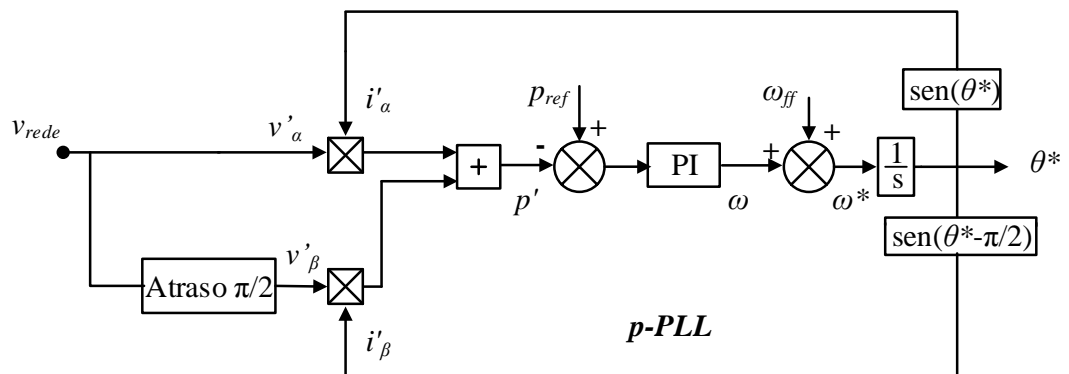


Figura 9 – Diagrama em blocos do p-PLL monofásico.

Fonte: Adaptado de Campanhol (2012).

Onde w_{ff} é utilizado para melhorar o desempenho dinâmico inicial do sistema p-PLL.

2.4 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou uma revisão literária sobre os sistemas fotovoltaicos incluindo os painéis fotovoltaicos, suas características elétricas, seu modelo equivalente, as técnicas de rastreamento do ponto de máxima transferência de potência e o algoritmo PLL para o sincronismo entre a corrente injetada na rede elétrica e a tensão.

Resumindo, foi visto que o sistema fotovoltaico é constituído basicamente por três blocos: o bloco gerador, o bloco condicionamento de potência e o bloco armazenamento, que é opcional. A unidade básica de geração de energia de um sistema PV é a célula fotovoltaica. Como essas células geram uma tensão e corrente de nível baixo, elas são agrupadas formando o painel fotovoltaico. As características elétricas das células fotovoltaicas são influenciadas pela radiação solar e pela temperatura, provocando uma relação não linear entre a tensão e a corrente no painel. Por causa da influência desses fatores, o ponto de máxima transferência de potência do painel varia com as condições ambientais. Logo, é necessário o emprego de um algoritmo MPPT, que se responsabiliza em rastrear o ponto de máxima transferência de potência por meio do controle do chaveamento dos inversores e/ou conversores CC-CC. Por fim, foi apresentado o algoritmo PLL, utilizado para garantir que a corrente injetada na rede elétrica esteja em fase oposta e sincronizada com a tensão na rede e o fator de potência seja unitário.

3 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES EMPREGADOS EM SISTEMAS PV CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

Os sistemas PV conectados à rede elétrica são fontes de energia auxiliar, pois fornecem energia à rede elétrica. Tais sistemas necessitam de inversores que convertem a corrente contínua gerada pelo painel em corrente alternada para ser entregue à rede. Além disso, esses inversores devem garantir que o painel opere no ponto de máxima potência e deve controlar a magnitude, a fase e a forma de onda da corrente de saída (PARK et al., 2008).

Basicamente, o sistema fotovoltaico pode utilizar uma topologia de conversores de dois estágios ou único estágio, que são descritas nas seções 3.1 e 3.2, respectivamente. Os exemplos apresentados são os sistemas analisados neste trabalho.

3.1 CONVERSOR *BOOST* COM INVERSOR FONTE DE TENSÃO

A associação do conversor *Boost* com o inversor fonte de tensão é um exemplo de topologia de dois estágios. Nesse caso, o conversor *Boost* corresponde ao estágio CC-CC, responsável por garantir que o painel opere no ponto de máxima potência e que a tensão na saída desse estágio seja suficiente para a operação do segundo estágio. O inversor fonte de tensão corresponde ao estágio CC-CA, segundo estágio, responsável pelo fornecimento da energia do painel para a rede elétrica (OLIVEIRA, 2015).

A Figura 10 ilustra um sistema PV com conversor *Boost* e inversor fonte de tensão.

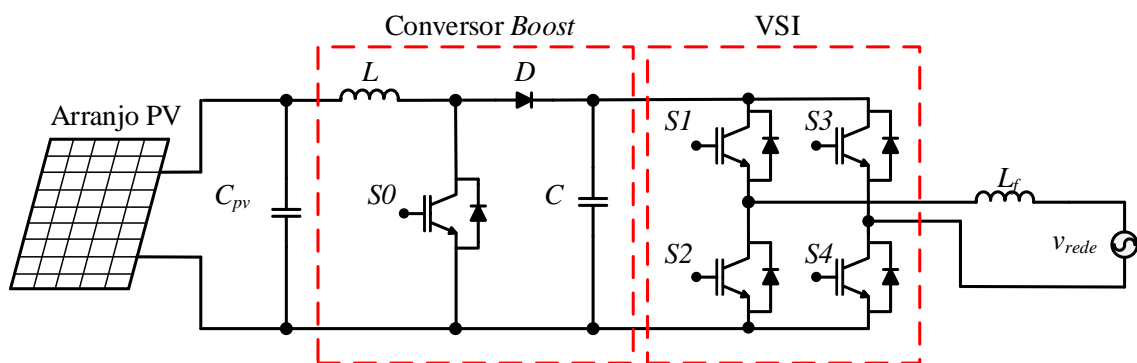


Figura 10 – Sistema PV com conversor *Boost* e inversor fonte de tensão.

Fonte: Autoria própria.

3.2 INVERSOR FONTE Z

O inversor fonte Z é uma topologia de único estágio que apresenta apenas o estágio CC-CA com capacidade *Buck-Boost*, graças à possibilidade do curto-circuito do braço, estado proibido no VSI. O controle do curto-circuito do braço garante que o painel opere no ponto de máxima potência e a modulação tradicional com algumas modificações controla a corrente a ser injetada na rede elétrica (PARK et al., 2008). Além disso, como esse inversor possui a capacidade *Buck-Boost*, ele não necessita de um estágio elevador de tensão.

A Figura 11 ilustra o ZSI em um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica.

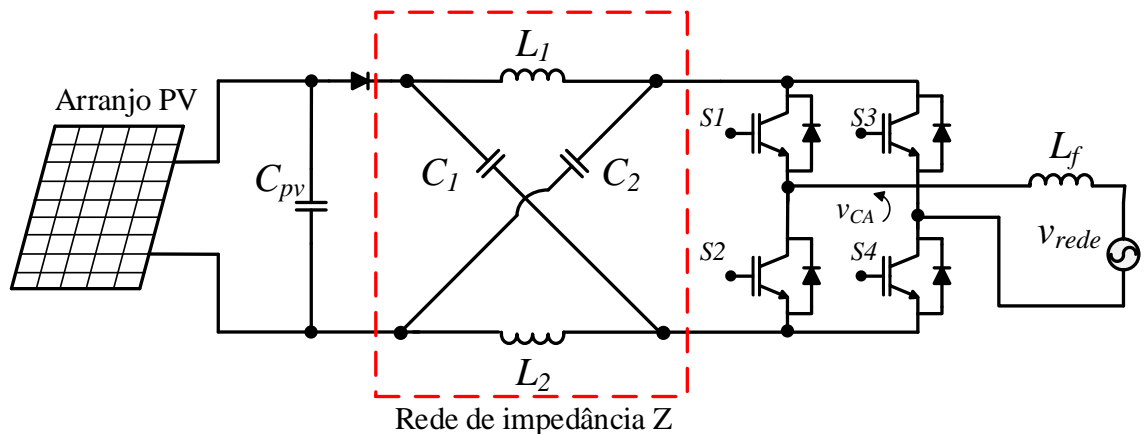


Figura 11 – Sistema PV com inversor fonte Z.

Fonte: Autoria própria.

3.3 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou as topologias de dois estágios e um estágio que serão tratadas neste trabalho. As topologias apresentadas são descritas com mais detalhes nos capítulos 4 e 5.

Em suma, em um sistema PV conectado à rede elétrica é necessário que ocorra o MPPT, a elevação da tensão de entrada, se o nível de tensão não for suficiente para gerar a tensão desejada na saída, e a conversão da corrente CC para corrente CA. A topologia utilizada nos sistemas PV é classificada de acordo com o número de estágios para realizar

essas funções. Dessa forma, existem as topologias de dois estágios e um estágio. A topologia de dois estágios utilizada neste projeto é a formada pelo conversor *Boost* e VSI e a topologia de um estágio é a formada pelo ZSI.

4 SISTEMA PV COM CONVERSOR *BOOST* E INVERSOR FONTE DE TENSÃO

4.1 MODULAÇÃO TRÊS NÍVEIS

A modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* – PWM) senoidal consiste na comparação de uma onda de referência senoidal (modulante), com frequência igual à frequência desejada para o sinal de saída, com uma onda triangular (portadora). A comparação entre esses dois sinais gera um sinal de pulso com frequência fixa, mas largura variável. A largura do pulso varia de acordo com a razão entre a amplitude do sinal de referência e a portadora, sendo essa razão denominada índice de modulação (M) (RASHID, 1999). A frequência de chaveamento é determinada pela frequência da onda triangular (CAMPANHOL, 2012).

A modulação unipolar e bipolar são tipos de modulação PWM senoidal. Este trabalho utiliza a modulação unipolar ou três níveis, pois essa modulação possui algumas vantagens como baixo fator de distorção, baixa tensão nas chaves, harmônicos de baixa ordem, boa resposta dinâmica e elementos de filtragem menores (RASHID, 2010; JÚNIOR, 2015). Essa modulação é chamada de unipolar, porque a tensão de saída possui apenas uma polaridade em cada semiciclo do sinal senoidal, ou três níveis, porque a tensão de saída pode assumir valor positivo, negativo e zero, conforme mostra a Figura 12 (MOHAN et al., 1999).

A modulação três níveis foi empregada no inversor fonte de tensão e é apresentada na Figura 13.

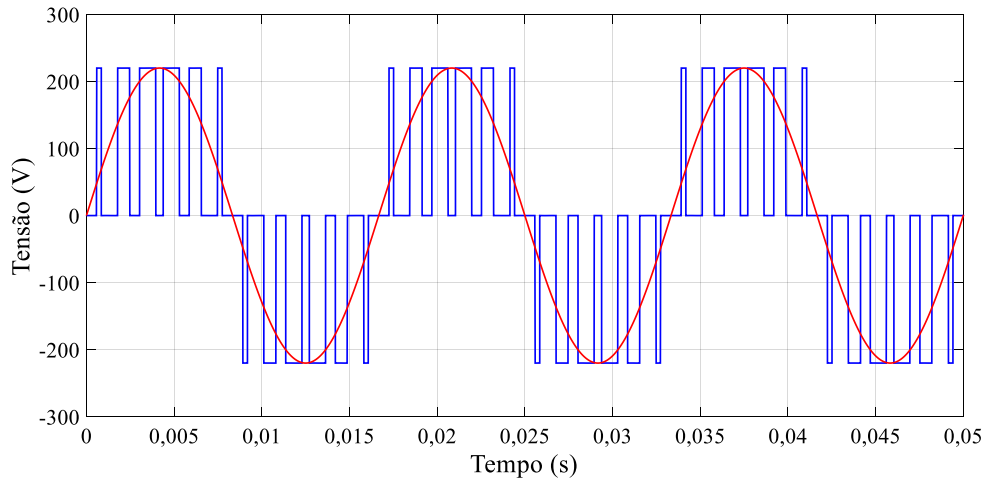


Figura 12 – Tensão na saída do inversor fonte de tensão.

Fonte: Autoria própria.

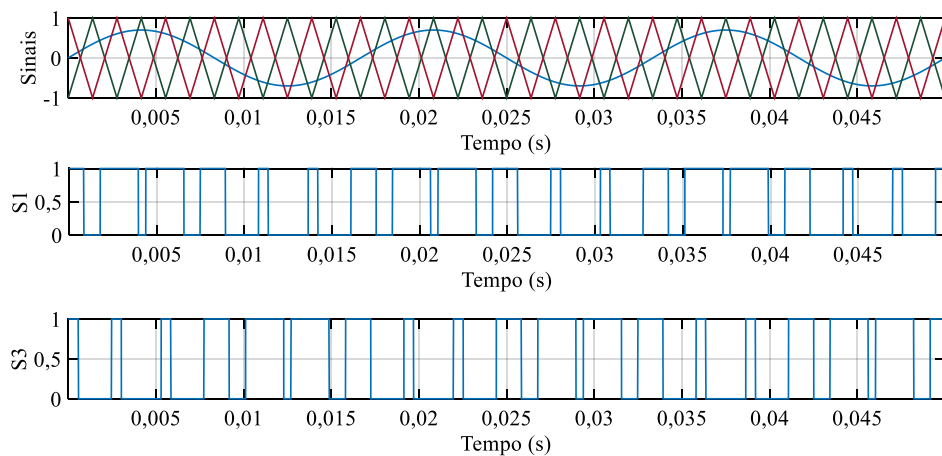


Figura 13 – Exemplo de modulação três níveis ($M = 0,7$).

Fonte: Autoria própria.

4.2 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR *BOOST*

O conversor *Boost* possui dois modos de operação, um com a chave conduzindo e o outro com a chave não conduzindo. O indutor pode ser projetado considerando qualquer um dos modos de operação, sendo assim, este trabalho considera o modo em que a chave conduz (JÚNIOR, 2015).

Desprezando as perdas em r_L , nota-se na Figura 14 que $v_L = v_{pv}$. Assim, tem-se a equação (11) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

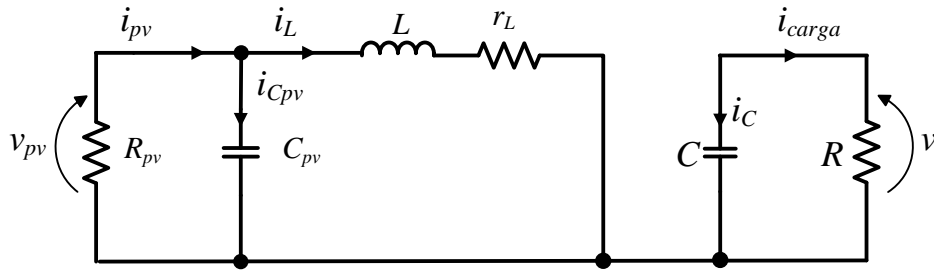


Figura 14 – Conversor *Boost* com a chave conduzindo.

Fonte: Autoria própria.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_{pv} \quad (11)$$

Considerando $di_L = \Delta i_L = I_{Lm\acute{a}x} - I_{Lm\acute{i}n}$ e que o período de tempo $dt = DT_s$, onde D é a razão cíclica e T_s é o período de chaveamento, a ondulação de corrente no indutor pode ser relacionada com a indutância de acordo com a equação (12).

$$v_{pv} = L \frac{\Delta i_L}{DT_s} \quad (12)$$

Como T_s pode ser expresso pela equação (13), a indutância é calculada em função da ondulação de corrente conforme a equação (14).

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (13)$$

$$L = \frac{v_{pv} D}{\Delta i_L f_s} \quad (14)$$

Já a capacitância é calculada conforme a equação (15) (COLLARES, 2012).

$$C = \frac{P_{CC}}{2\omega V_C \Delta V_C} \quad (15)$$

Onde P_{CC} é a potência no barramento CC, $\omega = 2\pi f_{rede}$, V_C é a tensão no barramento e ΔV_C é a ondulação na tensão do capacitor.

4.3 MODELAGEM DO CONVERSOR *BOOST* E INVERSOR FONTE DE TENSÃO

O controle do conversor *Boost* e do inversor fonte de tensão é formado por duas malhas de controle, uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. Esse tipo de controle proporciona dinâmicas elevadas e estabilidade ao sistema (SAMPAIO, 2010; JÚNIOR, 2015). A Figura 15 apresenta o sistema estudado.

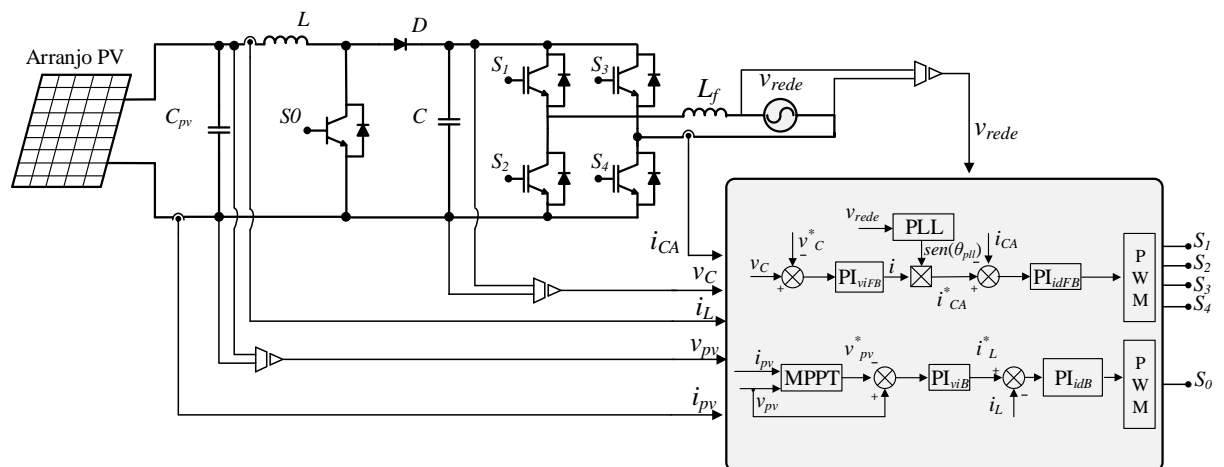


Figura 15 – Sistema PV com conversor *Boost* associado com o VSI e controles.

Fonte: Autoria própria.

Esta seção apresenta as modelagens matemáticas com o objetivo de introduzir as funções de transferência empregadas no projeto dos controladores. Utilizou-se a modelagem CA de pequenos sinais.

4.3.1 Conversor *Boost*

4.3.1.1 Obtenção das equações médias do conversor *Boost*

A Figura 16 apresenta as malhas de controle que foram empregadas no conversor *Boost*.

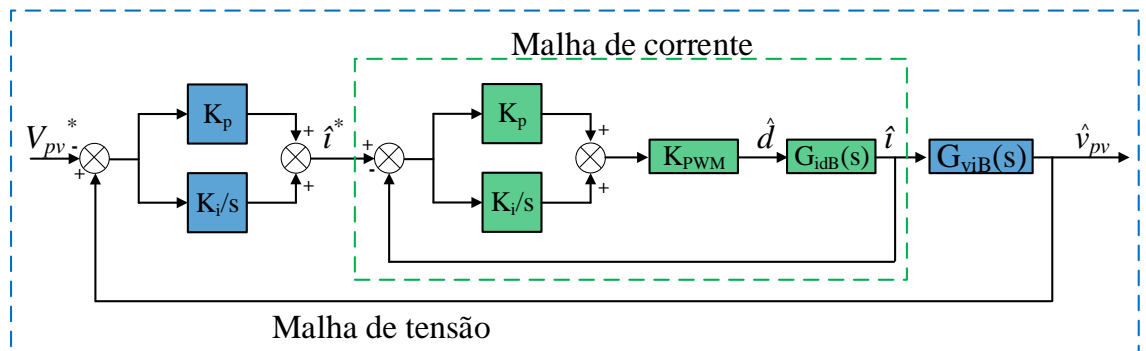


Figura 16 - Diagrama de controle do conversor *Boost*.

Fonte: Autoria própria.

O conversor *Boost* empregado é apresentado na Figura 17. Para a obtenção das suas funções de transferência será feita uma análise para a chave S fechada e aberta.

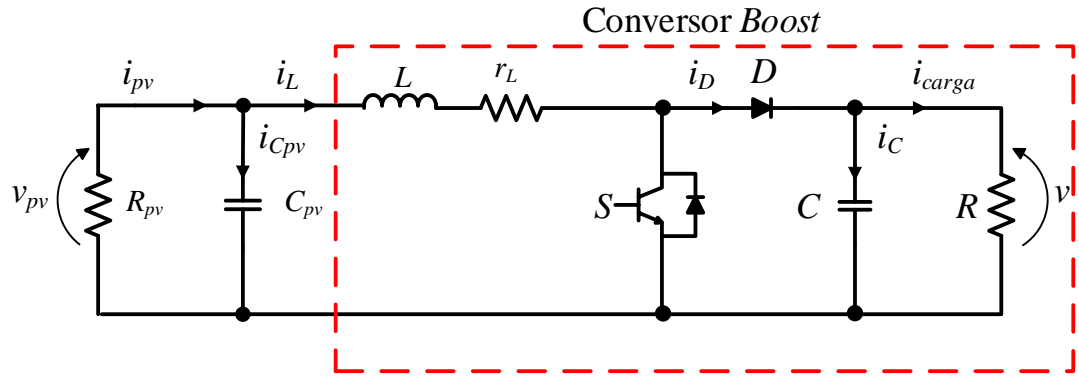


Figura 17 – Conversor *Boost*.

Fonte: Autoria própria.

Primeiramente, será considerado o período em que a chave S está conduzindo, como na Figura 18.

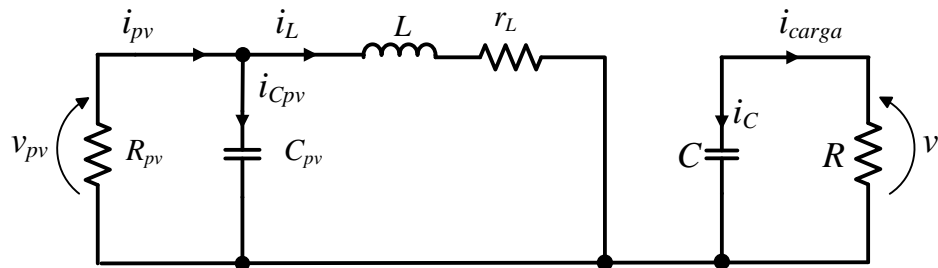


Figura 18 – Conversor *Boost* com a chave S conduzindo.

Fonte: Autoria própria.

Durante esse período, a tensão no indutor e a corrente no capacitor do painel são obtidas pelas equações (16) e (17), respectivamente.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{pv}(t) - r_L i_L(t) \quad (16)$$

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

Já no período em que a chave S não conduz, o conversor *Boost* pode ser representado pela Figura 19.

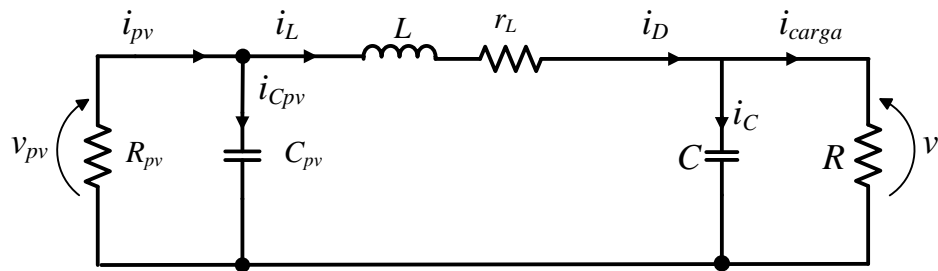


Figura 19 – Conversor *Boost* com a chave S não conduzindo.

Fonte: Autoria própria.

Durante esse estado de operação, a tensão no indutor e a corrente no capacitor do painel são expressas pelas equações (18) e (19), respectivamente.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{pv}(t) - r_L i_L(t) - v(t) \quad (18)$$

$$i_{C_{pv}}(t) = C_{pv} \frac{dv_{pv}(t)}{dt} = i_{pv}(t) - i_L(t) \quad (19)$$

As ondulações nas formas de onda dos componentes passivos relacionadas à comutação podem ser ignoradas, quando se considera a constante de tempo do conversor muito maior que o período de chaveamento. Dessa forma, elas terão apenas componentes de baixa frequência de acordo com a equação (20) (JÚNIOR, 2015).

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (20)$$

Onde $\langle x(t) \rangle_{T_s}$ representa o valor médio de $x(t)$ em um intervalo T_s .

Nessa modelagem, T_s representa o período de chaveamento, dT_s representa o período no qual a chave conduz e $d'T_s$ representa o período no qual a chave não conduz. Dadas essas informações, aplica-se a equação (20) nas equações (16) e (18) a fim de obter a tensão média no indutor em um período de chaveamento, conforme (21).

$$\begin{aligned} \langle v_L(t) \rangle_{T_s} = L \frac{d\langle i_L \rangle_{T_s}}{dt} = & d(t) [\langle v_{pv}(t) \rangle_{T_s} - r_L \langle i_L(t) \rangle_{T_s}] + \\ & + d'(t) [\langle v_{pv}(t) \rangle_{T_s} - r_L \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}] \end{aligned} \quad (21)$$

Mas como $d' = 1 - d$, a equação (21) pode ser reescrita como em (22).

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{pv}(t) \rangle_{T_s} - r_L \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - d'(t) \langle v(t) \rangle_{T_s} \quad (22)$$

De modo análogo, aplicando-se a equação (20) em (17) e (19), obtém-se:

$$\langle i_{Cpv}(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{pv}(t) \rangle_{T_s} - \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \quad (23)$$

4.3.1.2 Perturbação e linearização das equações médias do conversor *Boost*

Após a obtenção das equações médias, aplica-se uma perturbação com componentes CC e CA, conforme as equações em (24).

$$\begin{aligned}
\langle v_{pv}(t) \rangle_{Ts} &= V_{pv} + \hat{v}_{pv}(t) \\
\langle i_L(t) \rangle_{Ts} &= I_L + \hat{i}_L(t) \\
d(t) &= D + \hat{d}(t) \\
d'(t) &= D' - \hat{d}(t) \\
\langle v(t) \rangle_{Ts} &= V + \hat{v}(t) \\
\langle i_{pv} \rangle_{Ts} &= I_{pv} + \hat{i}_{pv}(t) \\
\langle i_{cpv} \rangle_{Ts} &= I_{cpv} + \hat{i}_{cpv}(t)
\end{aligned} \tag{24}$$

Considera-se ainda que a parcela CC é muito maior que a parcela CA, sendo válidas as inequações em (25).

$$\begin{aligned}
|V_{pv}| &\gg |\hat{v}_{pv}(t)| \\
|I_L| &\gg |\hat{i}_L(t)| \\
|D| &\gg |\hat{d}(t)| \\
|V| &\gg |\hat{v}(t)| \\
|I_{pv}| &\gg |\hat{i}_{pv}| \\
|I_{cpv}| &\gg |\hat{i}_{cpv}|
\end{aligned} \tag{25}$$

Substituindo as igualdades de (24) nas equações (22) e (23), obtêm-se:

$$L = (V_{pv} + \hat{v}_{pv}(t)) - r_L(I_L + \hat{i}_L(t)) - (D' - \hat{d}(t))(V + \hat{v}(t)) \tag{26}$$

$$C_{pv} \frac{d(V_{pv} + \hat{v}_{pv}(t))}{dt} = (I_{pv} + \hat{i}_{pv}(t)) - (I_L + \hat{i}_L(t)) \tag{27}$$

Separando as componentes CC das componentes CA, têm-se:

$$L \frac{dI_L}{dt} + L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = (V_{pv} - r_L I_L - D'V) + \hat{v}_{pv}(t) - r_L \hat{i}_L(t) - D' \hat{v}(t) + V \hat{d}(t) + \hat{v}(t) \hat{d}(t) \quad (28)$$

$$C_{pv} \frac{dV_{pv}}{dt} + C_{pv} \frac{d\hat{v}_{pv}(t)}{dt} = (I_{pv} - I_L) + (\hat{i}_{pv}(t) - \hat{i}_L(t)) \quad (29)$$

Desprezando-se a parcela CC, visto que a tensão média no indutor é nula em um período de chaveamento, e a parcela CA de segunda ordem, pois a componente CA é muito pequena, obtêm-se as seguintes funções:

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \hat{v}_{pv}(t) - r_L \hat{i}_L(t) - D' \hat{v}(t) + V \hat{d}(t) \quad (30)$$

$$C_{pv} \frac{d\hat{v}_{pv}(t)}{dt} = \hat{i}_{pv}(t) - \hat{i}_L(t) \quad (31)$$

4.3.1.3 Funções de transferência do conversor *Boost*

Para obter as funções de transferência do conversor *Boost*, é necessário aplicar a transformada de Laplace nas equações (30) e (31), conforme mostram as equações (32) e (33), respectivamente.

$$Ls\hat{i}_L(s) = \hat{v}(s) - r_L \hat{i}_L(s) - D' \hat{v}(s) + V \hat{d}(s) \quad (32)$$

$$C_{pv}s\hat{v}_{pv}(s) = \hat{i}_{pv}(s) - \hat{i}_L(s) \quad (33)$$

A partir da equação (33), obtém-se a relação entre a tensão no painel PV e a corrente no indutor, $G_{viB}(s)$.

$$G_{viB}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{i}_L(s)} = -\frac{1}{C_{pv}s} \quad (34)$$

A equação (32), por sua vez, fornece a relação entre a corrente no indutor e a razão cíclica, $G_{idB}(s)$.

$$G_{idB}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V}{Ls + r_L} \quad (35)$$

4.3.2 Inversor fonte de tensão ou *Full-Bridge*

O VSI, vide Figura 20, é analisado conforme a proposta de Lindeke (2003) (JÚNIOR, 2015).

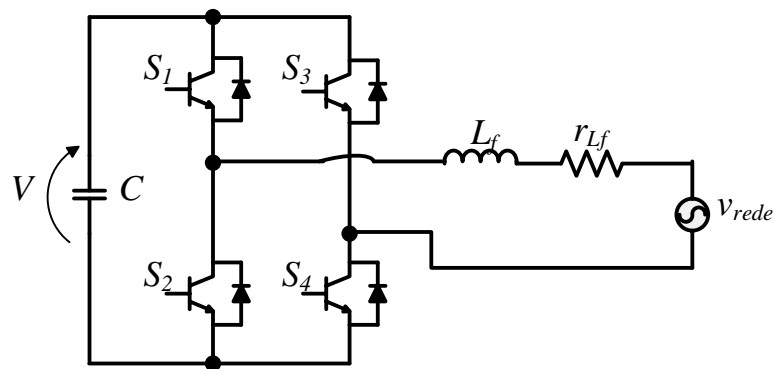


Figura 20 – Inversor *Full-Bridge*.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 21 apresenta a relação entre as malhas de controle empregadas para controlar a tensão no barramento CC (V_C) e a corrente injetada na rede (i_{CA}).

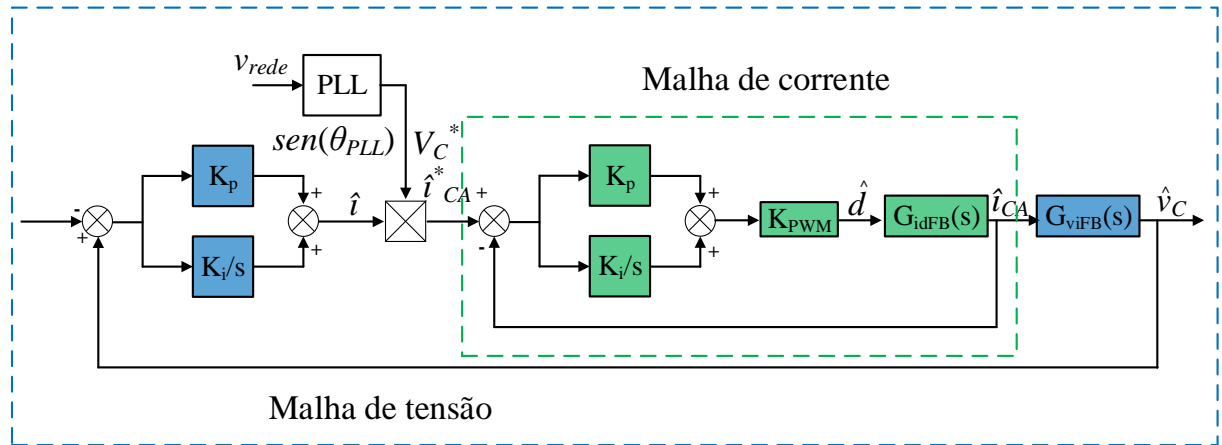


Figura 21 – Diagrama de controle do conversor *Full-Bridge*.

Fonte: Autoria própria.

4.3.2.1 Obtenção das equações médias do inversor fonte de tensão

De acordo com Lindeke (2003), na modulação PWM três níveis o VSI se comporta como um conversor *Boost*, sendo seus estados de operação apresentados pelas Figuras 22 e 23.

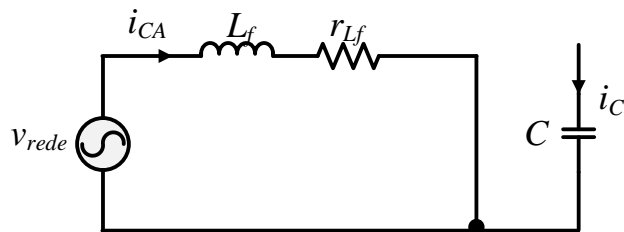


Figura 22 – Inversor FB na etapa $0 \leq t \leq dT_s$.

Fonte: Adaptado de Lindeke (2003).

Na etapa $0 \leq t \leq dT_s$, a tensão no indutor e a corrente no capacitor são descritas pelas seguintes equações:

$$v_{L_f}(t) = L_f \frac{di_{CA}(t)}{dt} = v_{rede}(t) - r_{L_f} i_{CA}(t) \quad (36)$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} = 0 \quad (37)$$

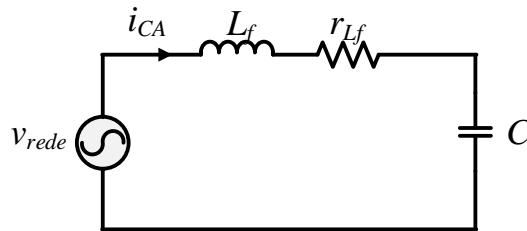


Figura 23 – Inversor FB na etapa $dT_s \leq t \leq T_s$.

Fonte: Adaptado de Lindeke (2003).

Já na etapa $dT_s \leq t \leq T_s$, a tensão no indutor e a corrente no capacitor são descritas pelas equações abaixo.

$$v_{L_f}(t) = L_f \frac{di_{CA}(t)}{dt} = v_{rede}(t) - r_{L_f} i_{CA}(t) - v_C(t) \quad (38)$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_{CA}(t) \quad (39)$$

Também é considerado que a constante de tempo do conversor é muito maior que o período de chaveamento. Logo, as ondulações nas formas de onda dos elementos passivos provocadas pelo chaveamento são desprezadas. Aplica-se então a equação (20) para definir a tensão média no indutor e a corrente média no capacitor.

A equação (41) mostra a tensão média no indutor após considerar $d' = 1 - d$.

$$\begin{aligned} \langle v_{L_f}(t) \rangle_{T_s} &= d(t) (\langle v_{rede}(t) \rangle_{T_s} - r_{L_f} \langle i_{CA}(t) \rangle_{T_s}) + \\ &+ d'(t) (\langle v_{rede}(t) \rangle_{T_s} - r_{L_f} \langle i_{CA}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_C(t) \rangle_{T_s}) \end{aligned} \quad (40)$$

$$\langle v_{L_f}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{rede}(t) \rangle_{T_s} - r_{L_f} \langle i_{CA}(t) \rangle_{T_s} - d'(t) \langle v_C(t) \rangle_{T_s} \quad (41)$$

A corrente média no capacitor é expressa pela equação (42).

$$\langle i_C(t) \rangle_{T_s} = d'(t) \langle i_{CA}(t) \rangle_{T_s} \quad (42)$$

4.3.2.2 Perturbação e linearização das equações médias do inversor fonte de tensão

Nesta etapa são inseridas as perturbações nas equações médias obtidas na seção anterior.

$$\langle v_C(t) \rangle_{T_s} = V_C + \hat{v}_C(t) \quad (43)$$

$$\langle i_{CA}(t) \rangle_{T_s} = I_{CA} + \hat{i}_{CA}(t)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t)$$

$$d'(t) = D' - \hat{d}(t)$$

$$\langle v_{rede} \rangle_{Ts} = V_{rede} + \hat{v}_{rede}(t)$$

$$\langle v_{Lf} \rangle_{Ts} = V_{Lf} + \hat{v}_{Lf}(t)$$

Considerando que a componente CA é muito menor que a componente CC, têm-se:

$$|V_C| \gg |\hat{v}_C(t)| \quad (44)$$

$$|I_{CA}| \gg |\hat{i}_{CA}(t)|$$

$$|D| \gg |\hat{d}(t)|$$

$$|V_{rede}| \gg |\hat{v}_{rede}(t)|$$

$$|V_{Lf}| \gg |\hat{v}_{Lf}(t)|$$

Substituindo as perturbações nas equações (41) e (42), obtêm-se, respectivamente, as equações (45) e (46).

$$L_f \frac{d(I_{CA} + \hat{i}_{CA}(t))}{dt} = (V_{rede} + \hat{v}_{rede}(t)) - r_{Lf}(I_{CA} + \hat{i}_{CA}(t)) - (D' - \hat{d}(t))(V_C + \hat{v}_C(t)) \quad (45)$$

$$C \frac{d(V_C + \hat{v}_C(t))}{dt} = (D' - \hat{d}(t))(I_{CA} + \hat{i}_{CA}(t)) \quad (46)$$

Então, separa-se a parcela CC da parcela CA, conforme mostram as próximas equações.

$$L_f \frac{dI_{CA}}{dt} + L_f \frac{d\hat{i}_{CA}(t)}{dt} = (V_{rede} - r_{Lf}I_{CA} - D'V_C) + \quad (47)$$

$$+ (\hat{v}_{rede}(t) - r_{Lf}\hat{i}_{CA}(t) - D'\hat{v}_C(t) + V_C\hat{d}(t) + \hat{v}_C(t)\hat{d}(t))$$

$$C \frac{dV_C}{dt} + C \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} = D'I_{CA} + (D'\hat{i}_{CA} - I_{CA}\hat{d}(t) - \hat{i}_{CA}(t)\hat{d}(t)) \quad (48)$$

Em seguida, as componentes CC e CA de segunda ordem são desprezadas. As primeiras são desprezadas, porque o valor médio da tensão no indutor e da corrente no capacitor é nulo e, as últimas, porque o seu valor é muito pequeno. Desse modo, obtêm-se as seguintes equações:

$$L_f \frac{d\hat{i}_{CA}(t)}{dt} = \hat{v}_{rede}(t) - r_{Lf}\hat{i}_{CA}(t) - D'\hat{v}_C(t) + V_C\hat{d}(t) \quad (49)$$

$$C \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} = D'\hat{i}_{CA} - I_{CA}\hat{d}(t) \quad (50)$$

4.3.2.3 Funções de transferência do inversor fonte de tensão

A partir da equação (49) é possível obter a função de transferência $G_{idFB}(s)$, que relaciona a corrente alternada com a razão cíclica.

Aplicando-se, primeiramente, a transformada de Laplace, obtém-se:

$$L_f s \hat{i}_{CA}(s) = \hat{v}_{rede}(s) - r_{Lf} \hat{i}_{CA}(s) - D' \hat{v}_C(s) + V_C \hat{d}(s) \quad (51)$$

Após, ignorando as perturbações que não são de interesse e relacionando $\hat{i}_{CA}(s)$ com $\hat{d}(s)$, obtém-se a equação (52).

$$G_{idFB} = \frac{\hat{i}_{CA}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_C}{L_f s + r_{Lf}} \quad (52)$$

Para obter a função de transferência $G_{viFB}(s)$, que relaciona a tensão no barramento CC com a corrente a ser injetada na rede, foi necessário fazer uma análise da potência do conversor (JÚNIOR, 2015).

Admitindo que a potência de entrada seja dada pela equação (53) e que a corrente do barramento CC seja expressa pela equação (54), a corrente do barramento CC é relacionada com a tensão de pico da rede conforme a equação (55).

$$p_{in} = \frac{V_p I_{CC}}{2} = V_C I_{CC} = p_{CC} \quad (53)$$

Onde p_{CC} é a potência do barramento CC e $I_{CC} = I_{CA}$.

$$I_{CC} = C \frac{dV_C}{dt} \quad (54)$$

$$I_{CC} = C \frac{dV_C}{dt} = \frac{V_p I_{CC}}{2V_C} \quad (55)$$

Aplicando a modelagem de pequenos sinais na equação (55), obtém-se a equação (56).

$$\langle V_C \rangle_{Ts} \frac{d\langle V_C \rangle_{Ts}}{dt} = \frac{V_p \langle I_{CC} \rangle_{Ts}}{2C} \quad (56)$$

Logo depois, insere-se a perturbação na equação, como mostrado abaixo:

$$(V_C + \hat{v}_C) \left(\frac{dV_C}{dt} + \frac{d\hat{v}_C}{dt} \right) = \frac{V_p (I_{CC} + \hat{i}_{CC})}{2C} \quad (57)$$

Considerando apenas a parcela CA como foi feito nas outras análises, tem-se a equação (58).

$$V_C \frac{d\hat{v}_C}{dt} = \frac{V_p \hat{i}_{CC}}{2C} \quad (58)$$

Enfim, para obter a função de transferência $G_{viFB}(s)$, mostrada em (59), aplica-se a transformada de Laplace na equação (58) e isola-se as variáveis de interesse.

$$G_{viFB}(s) = \frac{\hat{v}_C(s)}{\hat{i}_{CC}(s)} = \frac{V_p}{2CV_C s} \quad (59)$$

4.4 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou informações referentes ao projeto do conversor *Boost* com o VSI. Foi apresentado o tipo de modulação utilizada, como dimensionar o conversor *Boost* e como obter as funções de transferência necessárias para projetar os controladores do sistema com conversor *Boost* e VSI. A modulação escolhida foi a três níveis, porque ela possui algumas vantagens como baixo fator de distorção harmônica, baixa tensão nas chaves e boa resposta dinâmica. Já no controle, adotou-se um sistema multimalhas para controlar a tensão no painel e no barramento CC, pois alguns trabalhos mostram que esse tipo de controle proporciona dinâmicas elevadas e estabilidade ao sistema.

5 SISTEMA PV COM INVERSOR FONTE Z

5.1 TOPOLOGIA E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO ZSI

O ZSI é composto por dois indutores (L_1 e L_2) e dois capacitores (C_1 e C_2) formando uma rede de impedância em formato de dois Z, sendo um o reflexo do outro. A rede de impedância *Z-Source* acopla o circuito principal do conversor na fonte de potência, carga ou outro conversor (PENG, 2003).

O ZSI monofásico possui cinco estados possíveis de chaveamento, conforme o quadro 1. Nesse quadro, 1 representa a chave conduzindo, 0 representa a chave não conduzindo e X representa que a chave pode conduzir ou não conduzir a fim de gerar a tensão de saída especificada.

Estados de chaveamento	S_1	S_2	S_3	S_4	Tensão de saída
Estado ativo	1	0	0	1	Tensão finita
	0	1	1	0	
Estado zero	1	0	1	0	Zero
	0	1	0	1	
Estado ST	1	1	X	X	Zero
	X	X	1	1	
	1	1	1	1	

Quadro 1 - Estados de chaveamento de um ZSI monofásico.

Fonte: Adaptado de Zope (2012).

O ZSI possui dois estados ativo, dois estados zero e um estado ST. O estado ativo se refere quando a tensão de saída do inversor é diferente de zero, o estado zero se refere quando a tensão de saída do inversor é igual a zero, por causa do chaveamento de duas chaves superiores ou inferiores, e o estado ST se refere quando a tensão de saída do inversor é zero, devido ao chaveamento simultâneo das chaves de um mesmo braço (ZOPE, 2012).

O ponto chave desse inversor é a operação do estado ST, ou seja, quando ocorre um curto-circuito na impedância de entrada. Com base nesse estado de operação, são obtidos dois circuitos equivalentes para explicar o funcionamento do ZSI, que são apresentados na Figura 24 (PENG, 2003). Nessa figura, a tensão V_{CC} é simbólica e não representa, necessariamente, a tensão de saída de um painel fotovoltaico.

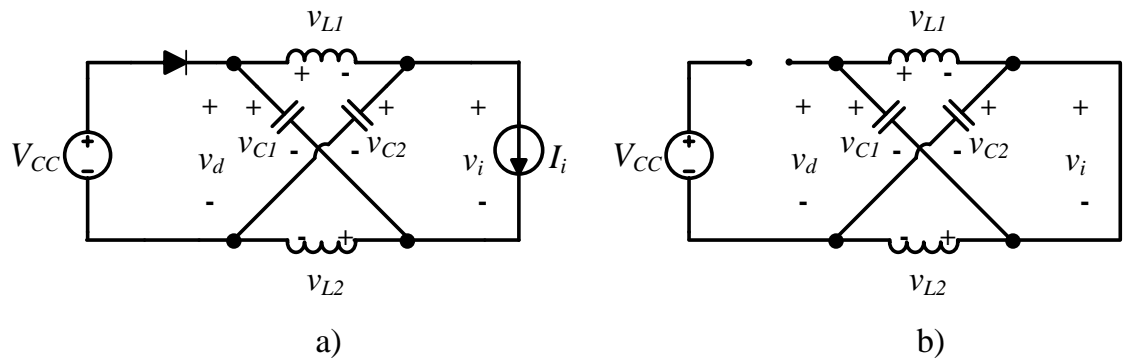


Figura 24 – Estados de operação do ZSI.

a) Modo de operação *non-shoot through* (NST).

b) Modo de operação *shoot-through* (ST).

Fonte: Adaptado de Peng (2003).

No modo de operação NST, os capacitores se carregam e os indutores se descarregam e há transferência de energia da fonte de entrada para carga (TANG, 2010).

Por sua vez, no modo de operação ST o diodo entra em corte, desacoplando o inversor da fonte de tensão CC, consequentemente, prevenindo um fluxo de corrente reversa (PENG, 2003) e os capacitores energizam seus respectivos indutores. A aplicação sucessiva desse modo de operação é responsável pela elevação ou redução da tensão de saída do ZSI (SANTANA, 2013; FARHANGI; FARHANGI, 2006).

5.2 MODULAÇÃO *SIMPLE BOOST CONTROL*

O ponto chave da modulação do ZSI é como inserir os pulsos que definem o momento em que esse inversor opera no estado *shoot-through* para elevar a tensão de entrada quando necessário. Por isso, as modulações PWM tradicional e por espaço vetorial (*Space Vector Modulation* - SVM) têm sido modificadas para inserir os períodos do estado ST (PENG, 2003).

As primeiras modulações PWM criadas para o ZSI se aplicavam ao ZSI trifásico como, por exemplo, a modulação *Simple Boost Control* (SBC) (HUSODO et al., 2010), (PENG; SHEN; QIAN, 2005), *Maximum Boost Control* (PENG; SHEN; QIAN, 2005) e *Maximum Constant Boost Control* (MCBC) (ROSTAMI; KHABURI, 2009). Além dessas modulações, há também a modulação SVM como a ZSVM6, a ZSVM4 e a ZSVM2 (LIU; GE, 2014).

Poucas modulações foram desenvolvidas para o ZSI monofásico quando comparadas com o ZSI trifásico, sendo algumas delas estudadas por Bakar, Rahim e Ghazali (2010) como a modulação *Modified-Reference PWM* e *Simple Boost Control*. Essa última também foi abordada por Husudo et al. (2010) e será adotada neste trabalho, devido à sua simplicidade.

A modulação SBC para o ZSI monofásico foi baseada na modulação SBC para o ZSI trifásico. Nessa modulação, duas retas (U_{ST}) são usadas como referências para a definição da razão cíclica do intervalo de curto-circuito, D_0 (PENG; SHEN; QIAN, 2005), conforme mostra a Figura 25. O sinal de comando para o estado ST é igual a 1 quando a triangular for maior que a reta superior ou menor que a reta inferior. Em situações fora dessa condição, a modulação PWM tradicional é utilizada, que neste trabalho foi a modulação três níveis.

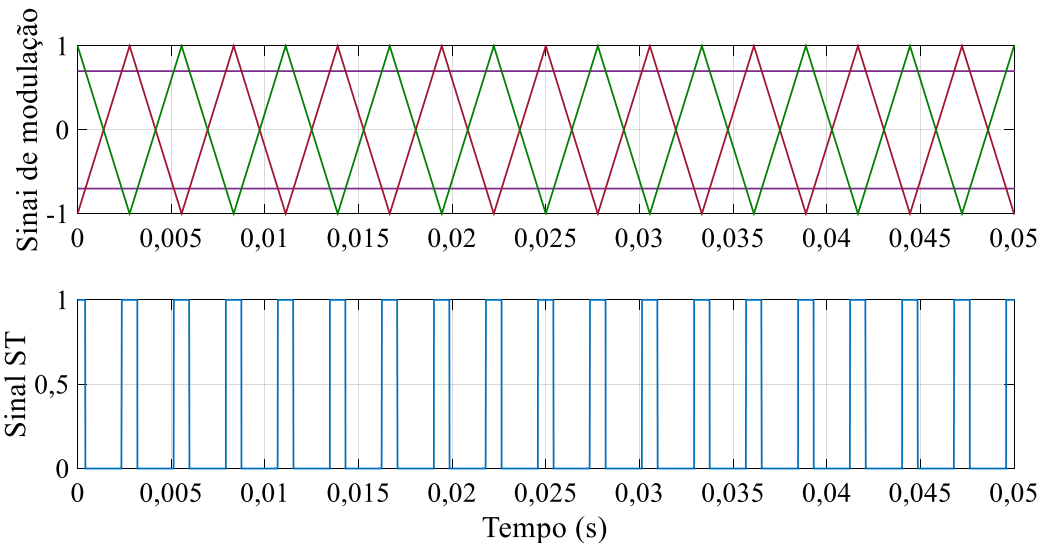


Figura 25 – Obtenção do sinal ST utilizando o método SBC no ZSI monofásico.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 26 ilustra todos os sinais da modulação SBC e os sinais de comando das chaves $S1$ e $S3$.

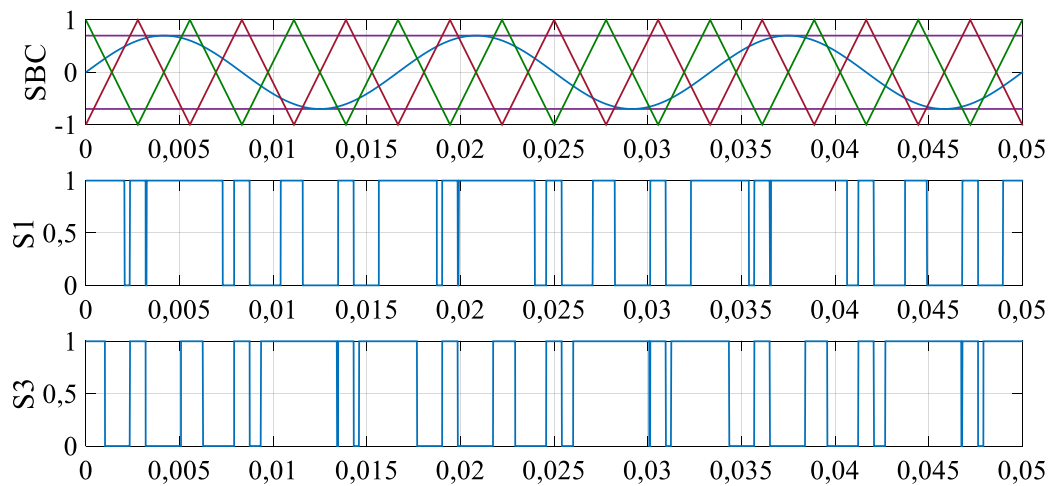


Figura 26 – Sinais da modulação SBC e sinais de comando das chaves.

Fonte: Autoria própria.

Geralmente, as retas de referência para o estado ST são iguais ao ponto máximo ou mínimo da senoide. Na tradicional modulação SBC, o índice de modulação M e a razão

cíclica D_0 se relacionam de acordo com a expressão $D_0 = 1 - M$. Por isso, a fim de eliminar essa relação, este trabalho seguiu a estratégia proposta por Husudo et al. (2010), onde as retas podem assumir valores maiores ou menores que o ponto máximo e mínimo da senoide. Além disso, ressalta-se que neste trabalho a variável U_{ST} , que é igual a $1 - D_0$, garante que o painel fotovoltaico opere no ponto de máxima transferência de potência ao regular a tensão no painel PV.

A Figura 27 mostra um esquema para usar a modulação SBC.

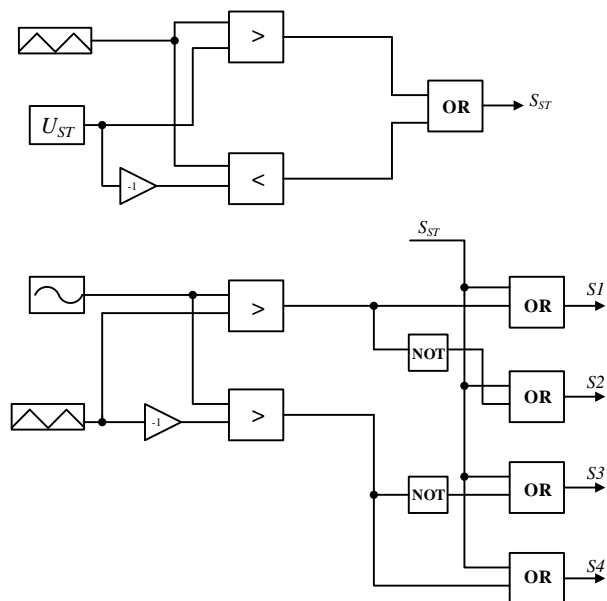


Figura 27 – Esquema para implementar a modulação SBC.
Fonte: Autoria própria.

5.3 ANÁLISE DA TOPOLOGIA DO ZSI

Peng (2003) considerou que os indutores L_1 e L_2 possuem a mesma indutância, e os capacitores C_1 e C_2 possuem a mesma capacitância, para que o ZSI fosse considerado simétrico, simplificando o dimensionamento dos elementos passivos.

Assim, são obtidas as equações (60) e (61).

$$v_{C1} = v_{C2} = v_C \quad (60)$$

$$v_{L1} = v_{L2} = v_L \quad (61)$$

Assumindo que o inversor opera no modo ST por um período de tempo T_0 durante o período de chaveamento T e considerando apenas a parcela média da tensão do capacitor, obtêm-se as equações (62) através da análise do circuito da Figura 24 b.

$$v_L = V_C \quad (62)$$

$$v_d = 2V_C$$

$$v_i = 0$$

Quando o ZSI opera no modo NST por um período de tempo T_1 , têm-se:

$$v_L = V_{CC} - V_C \quad (63)$$

$$v_d = V_{CC}$$

$$v_i = V_C - v_L = 2V_C - V_{CC}$$

Onde:

$$T = T_0 + T_1$$

Como a tensão média dos indutores (V_L) em um período de chaveamento deve ser nula em regime estacionário, tem-se a equação (64).

$$V_L = \frac{T_0 V_C + T_1 (V_{CC} - V_C)}{T} = 0 \quad (64)$$

Que pode ser reescrita conforme a equação (65).

$$\frac{V_C}{V_{CC}} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} \quad (65)$$

De modo análogo, a tensão média do barramento CC (V_i) pode ser obtida pela equação (66).

$$V_i = \frac{T_0 \cdot 0 + T_1(2V_C - V_{CC})}{T} \quad (66)$$

Utilizando a equação (65) em (66), obtém-se a equação (67).

$$V_i = V_C \quad (67)$$

A tensão de pico do barramento CC (v_{i_pico}) pode ser escrita conforme a equação (68) em função do valor médio da tensão do capacitor.

$$v_{i_pico} = V_C - v_L = 2V_C - V_{CC} \quad (68)$$

A combinação das equações (65), (66) e (68) resulta nas equações (69).

$$v_{i_pico} = \frac{T}{T_1} V_C = \frac{TT_1}{T_1(T_1 - T_0)} V_{CC} \quad (69)$$

$$v_{i_pico} = \frac{T}{T_1 - T_0} V_{CC} = BV_{CC}$$

O fator B , denominado fator *boost*, vem do estado ST e é maior ou igual a 1 para elevar a tensão. A equação (70) mostra a relação do fator *boost* com a razão cíclica do estado ST, D_0 .

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - \frac{2T_0}{T}} = \frac{1}{1 - 2D_0} \quad (70)$$

A equação (70) mostra que D_0 deve se situar na faixa de 0 a 0,5.

A tensão de pico de fase da saída do inversor (v_{CA_pico}) é calculada pela equação (71).

$$v_{CA_pico} = \frac{Mv_{i_pico}}{2} \quad (71)$$

Substituindo (69) em (71), tem-se a equação (72), onde M é o índice de modulação, que varia de 0 a 1.

$$v_{CA_pico} = \frac{MBV_{CC}}{2} \quad (72)$$

A expressão BV_{CC} representa a tensão de esforço (estresse) dos componentes do inversor (HUSODO et al., 2010).

$$V_s = BV_{CC} \quad (73)$$

Analisando a equação (72), nota-se que o ganho obtido com o ZSI pode ser expresso como na equação (74) (HUSODO et al., 2010).

$$G = BM \quad (74)$$

Substituindo (70) em (74), obtém-se a equação (75).

$$G = BM = \frac{M}{1 - 2D_0} \quad (75)$$

A combinação das equações (60), (65) e (70) resulta na equação (76) para a tensão no capacitor.

$$V_C = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{1 - \frac{2T_0}{T}} V_{CC} \quad (76)$$

$$V_C = \frac{1 - D_0}{1 - 2D_0} V_{CC}$$

5.4 DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS PASSIVOS DO ZSI

Os componentes reativos da rede Z devem ser dimensionados para a mínima tensão de entrada, onde o fator *boost* e a corrente de esforço são máximos (EGOROV et al., 2016). Por isso, o projeto da rede Z é realizado considerando-se o período ST, conforme mostra a Figura 28.

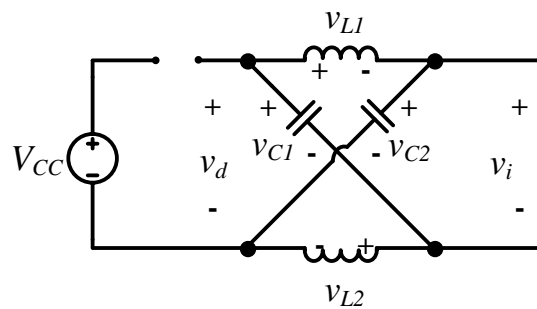


Figura 28 - ZSI operando no estado ST.

Fonte: Adaptado de Peng (2003).

No estado ST são consideradas as equações (77) e (78).

$$v_c(t) \approx cte = V_C \quad (77)$$

$$v_L = L \frac{di_L(t)}{dt} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (78)$$

Como a tensão no capacitor é igual à tensão no indutor, a combinação das equações (77) e (78) resulta na equação (79) (SATANA, 2013; ZOPE, 2012).

$$L = \frac{\Delta t \cdot V_C}{\Delta i_L} \quad (79)$$

Onde:

$$\Delta t = T_0 = D_0 T = D_0 / f_c$$

$$\Delta i_L = I_{Lmáx} - I_{Lmín}$$

Onde f_c é a frequência de chaveamento.

Assim, o indutor pode ser calculado conforme a equação (80).

$$L = \frac{V_C D_0}{\Delta i_L f_c} \quad (80)$$

A função do capacitor é absorver a ondulação de corrente e manter a tensão no capacitor constante à medida que a tensão de saída é senoidal. Para seu dimensionamento são consideradas as equações (81) e (82) (ZOPE, 2012).

$$i_L(t) \approx cte = I_L \quad (81)$$

$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = C \frac{\Delta v_C}{\Delta t} \quad (82)$$

Como no estado ST a corrente no indutor é igual à corrente no capacitor, combinando as equações (81) e (82), obtém-se a equação (83).

$$C = \frac{I_L \Delta t}{\Delta v_C} \quad (83)$$

Onde:

$$\Delta t = T_0 = D_0 T = D_0 / f_c$$

$$\Delta v_L = V_{Cm\acute{a}x} - V_{Cm\acute{i}n}$$

Assim, a equação (83) pode ser reescrita conforme a equação (84).

$$C = \frac{I_L D_0}{\Delta v_C f_c} \quad (84)$$

Onde I_L é a corrente média que passa no indutor, calculada por (85).

$$I_L = \frac{P_{sa\acute{i}da}}{V_{CC}} \quad (85)$$

5.5 MODELAGEM

O sistema PV com ZSI foi modelado de forma a obter as seguintes funoes de transferência: $G_{vi}(s) = \hat{v}_{pv}(s)/\hat{i}_L$, $G_{id}(s) = \hat{i}_L(s)/\hat{d}_0$, $G_{vci}(s) = \hat{v}_C(s)/\hat{i}_{CA}(s)$ e $G_{im}(s) = \hat{i}_{CA}(s)/\hat{m}(s)$. Assim, esta seo se divide em três partes de acordo com a ordem das funoes de transferência apresentadas.

O sistema proposto para o ZSI é apresentado na Figura 29.

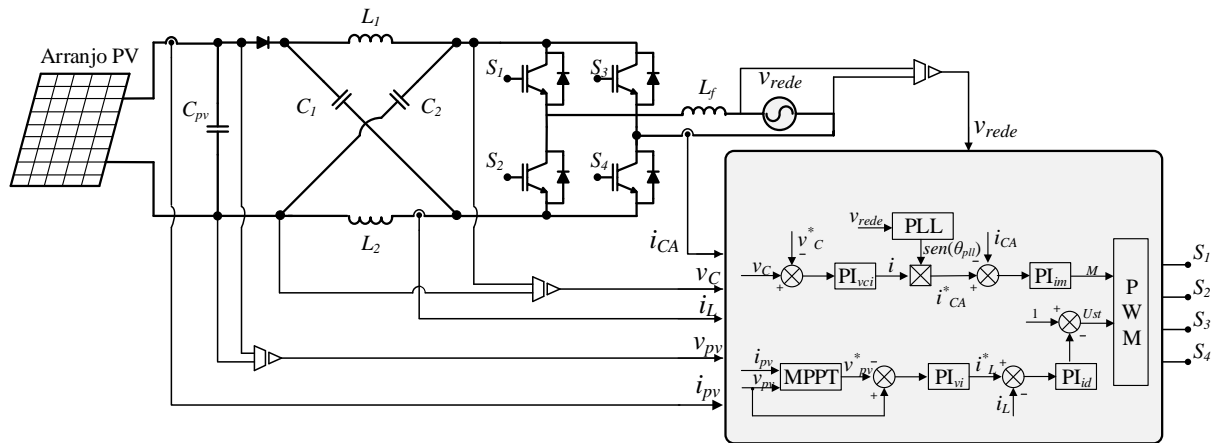


Figura 29 – Sistema PV com ZSI e controles.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 30 mostra como as funções $G_{id}(s)$ e $G_{vi}(s)$ se relacionam para a geração da variável \hat{d}_0 .

Em alguns trabalhos a razão cíclica \hat{d}_0 é calculada em função da tensão de referência do capacitor (CHANDRASHECAR; VEERACHARY, 2011; KE et al., 2011). Contudo, a função de transferência nessa situação possui um zero no semiplano direito, gerando uma dificuldade na sintonia do controlador e tornando a dinâmica do sistema lenta. Para resolver esse problema, alguns autores sugerem o controle da corrente do indutor a fim de eliminar o zero no semiplano direito (ELLABBAN, 2011; GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2007).

Por sua vez, neste trabalho, optou-se pelo controle da tensão no capacitor em função da corrente a ser injetada na rede elétrica como em Xu et al. (2006) e gerou-se a razão cíclica \hat{d}_0 para controlar a corrente no indutor, que controla a tensão no painel PV.

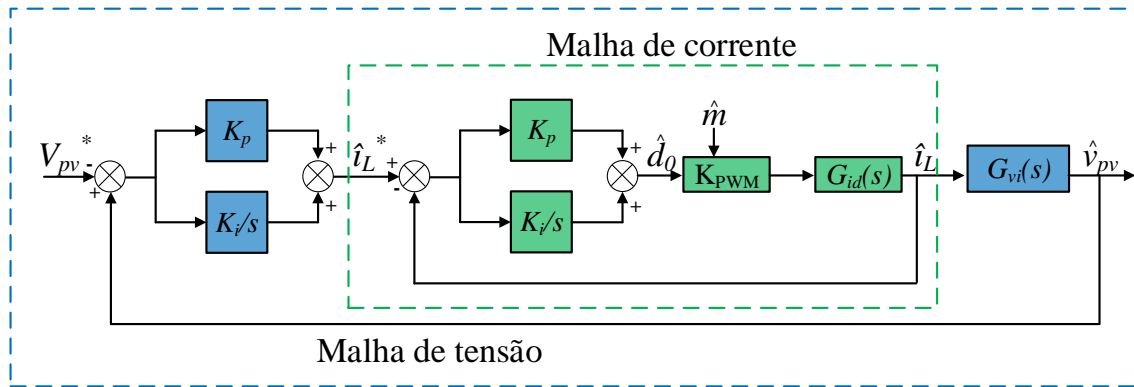


Figura 30 – Malha de controle que gera a variável de controle \hat{d}_0 .

Fonte: Autoria própria.

A Figura 31 mostra como as funções $G_{im}(s)$ e $G_{vci}(s)$ se relacionam para gerar a outra variável de controle, \hat{m} , que junto com \hat{d}_0 definem os sinais que comandam as chaves do inversor.

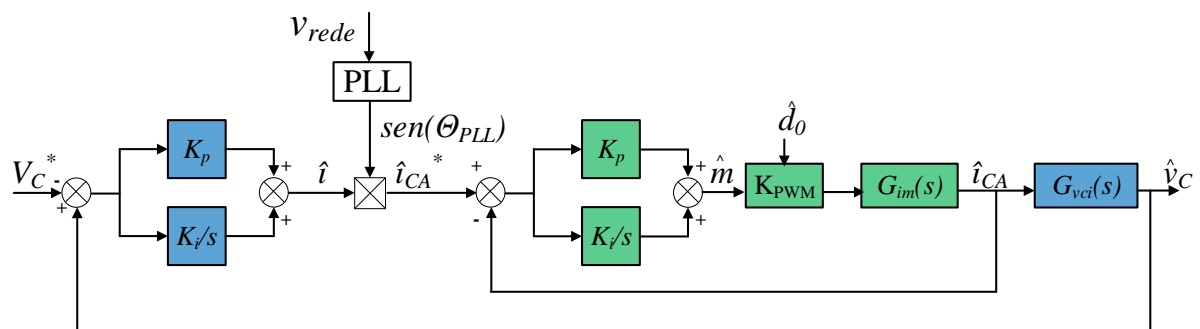


Figura 31 – Malha de controle que gera a variável de controle M .

Fonte: Autoria própria.

5.5.1 Obtenção da função de transferência $G_{vi}(s)$

Na Figura 32, o painel fotovoltaico é considerado na análise por meio de uma resistência (FEMIA et al., 2009). Para obter a função de transferência que relaciona a tensão do painel com a corrente no indutor, o circuito abaixo foi analisado no período ST e NST para, depois, realizar a análise de pequeno sinal.

No período ST a corrente no capacitor é expressa pela equação (86).

$$C_{pv} \frac{dv_{C_{pv}}}{dt} = i_{C_{pv}} = -\frac{v_{pv}}{R_m} \quad (86)$$

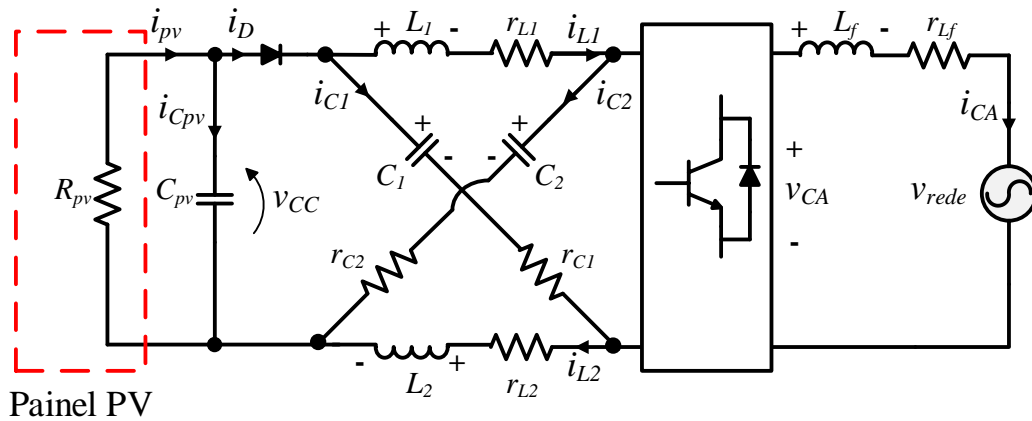


Figura 32 - Sistema fotovoltaico com ZSI considerando as perdas.

Fonte: Autoria própria.

Por outro lado, no período NST a corrente é expressa pela equação (88).

$$C_{pv} \frac{dv_{C_{pv}}}{dt} = i_{C_{pv}} = -\frac{v_{pv}}{R_m} - i_D \quad (87)$$

$$C_{pv} \frac{dv_{C_{pv}}}{dt} = i_{C_{pv}} = -\frac{v_{pv}}{R_m} - (i_L + i_C) \quad (88)$$

Calcula-se então a média da corrente do capacitor como em (89).

$$C_{pv} \frac{d\langle v_{cpv} \rangle_{Ts}}{dt} = -\frac{\langle v_{pv} \rangle}{R_m} d_0 - \frac{\langle v_{pv} \rangle}{R_m} d_1 - \langle i_L \rangle d_1 - \langle i_C \rangle d_1 \quad (89)$$

Após, lineariza-se a equação, considerando as igualdades em (90).

$$\begin{aligned} \langle v_{cpv} \rangle &= V_{pv} + \hat{v}_{pv} \\ \langle i_L \rangle &= I_L + \hat{i}_L \\ \langle i_C \rangle &= I_C + \hat{i}_C \\ d_0 &= D_0 + \hat{d}_0 \\ d_1 &= D_1 - \hat{d}_0 \end{aligned} \quad (90)$$

Assume-se também que a parcela CA é muito menor que a parcela CC. Assim, a equação (91) é obtida.

$$\hat{v}_{pv} = \frac{R_m I_L}{C_{pv} R_m s + 1} \hat{d}_0 - \frac{R_m D_1}{C_{pv} R_m s + 1} \hat{i}_L \quad (91)$$

Considerando que $\hat{i}_L = 0$, obtém-se a função de transferência que relaciona a tensão do painel com a corrente no indutor da rede Z, $G_{vi}(s)$.

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{i}_L(s)} = -\frac{R_m D_1}{C_{pv} R_m s + 1} \quad (92)$$

5.5.2 Obtenção das funções de transferência $G_{id}(s)$ e $G_{vci}(s)$

A Figura 33 foi considerada na análise para a obtenção das funções de transferência $G_{id}(s)$ e $G_{vci}(s)$. Nessa modelagem, foi considerada uma rede de impedância simétrica, ou seja, com L_1 igual a L_2 e C_1 igual a C_2 . Além disso, foram consideradas as resistências parasitas dos indutores (r_L) e as resistências séries dos capacitores (r_C). A carga externa CA foi substituída por uma chave em paralelo com uma fonte de corrente conforme a modelagem de outros artigos (CHEN et al., 2009; DING et al., 2007).

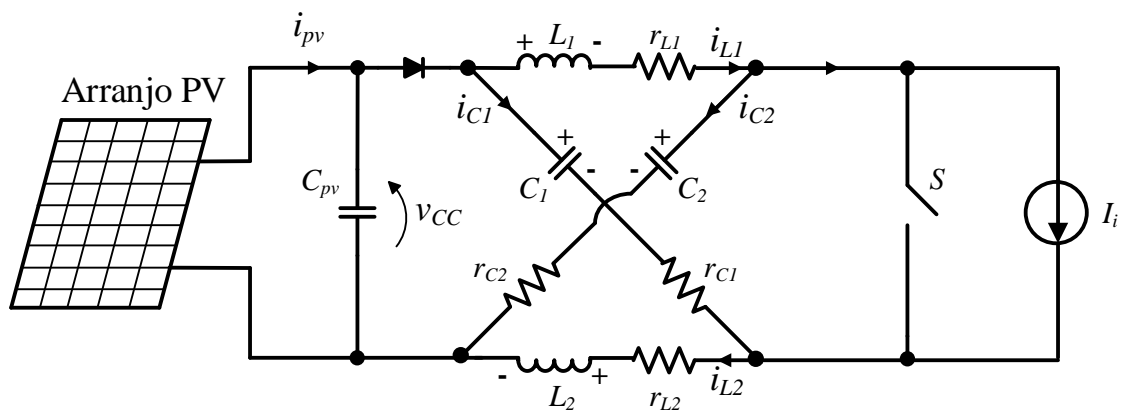


Figura 33 – Modelo para a modelagem do ZSI.

Fonte: Autoria própria.

5.5.2.1 Equação de estados do ZSI

Optou-se por obter as equações de pequeno sinal do ZSI através da modelagem em espaço de estados como em Chen et al. (2009). Assim, foram analisados os modos de operação ST e NST.

No estado ST, a tensão no indutor L_1 e a corrente no capacitor C_1 pode ser obtida de acordo com as equações seguintes.

$$L \frac{di_{L1}}{dt} = v_{L1} = v_{C1} - (r_C + r_L)i_{L1} \quad (93)$$

$$C \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{C1} = -i_{L1} \quad (94)$$

De modo análogo, a tensão no indutor L_2 e a corrente no capacitor C_2 pode ser obtida conforme as equações (95) e (96), respectivamente.

$$L \frac{di_{L2}}{dt} = v_{L2} = v_{C2} - (r_C + r_L)i_{L2} \quad (95)$$

$$C \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{C2} = -i_{L2} \quad (96)$$

No estado NST, a tensão no indutor L_1 e a corrente no capacitor C_1 é expressa pelas equações (97) e (98), respectivamente.

$$L \frac{di_{L1}}{dt} = v_{L1} = v_{CC} - v_{C2} - (r_L + r_C)i_{L1} + r_C i_{CA} \quad (97)$$

$$C \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L2} - i_{CA} \quad (98)$$

Analogamente, a tensão no indutor L_2 e a corrente no capacitor C_2 é obtida, respectivamente, pelas equações (99) e (100).

$$L \frac{di_{L2}}{dt} = v_{L2} = v_{CC} - v_{C1} - (r_L + r_C)i_{L2} + r_C i_{CA} \quad (99)$$

$$C \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L1} - i_{CA} \quad (100)$$

Na representação em espaço de estados as equações (93), (94), (95) e (96), que correspondem ao período ST, são reescritas como em (101).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{C1} \\ i_{L2} \\ v_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(r_C+r_L)}{L} & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{(r_C+r_L)}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{C1} \\ i_{L2} \\ v_{C2} \end{bmatrix} \quad (101)$$

Por outro lado, a representação em espaço de estados no período NST mostrada a seguir, é obtida combinando-se as equações 97 a 100.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{C1} \\ i_{L2} \\ v_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(r_C+r_L)}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & -\frac{(r_C+r_L)}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{C1} \\ i_{L2} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{r_C}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \\ \frac{r_C}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{CA} \\ v_{CC} \end{bmatrix} \quad (102)$$

Após escrever as equações em espaço de estados, são obtidos A_1 , A_2 , B_1 e B_2 para, então, obter a equação de estados do modelo CA de pequeno sinal do ZSI.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_C + r_L)}{L} & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{(r_C + r_L)}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (103)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_C + r_L)}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & -\frac{(r_C + r_L)}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (104)$$

$$B_1 = 0 \quad (105)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_C}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \\ \frac{r_C}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (106)$$

A é calculado em função de A_1 e A_2 de acordo com a igualdade (107).

$$A = D_0 A_1 + D_1 A_2 \quad (107)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{(r_C + r_L)}{L} & \frac{D_0}{L} & 0 & -\frac{D_1}{L} \\ -\frac{D_0}{C} & 0 & \frac{D_1}{C} & 0 \\ 0 & -\frac{D_1}{L} & -\frac{(r_C + r_L)}{L} & \frac{D_0}{L} \\ \frac{D_1}{C} & 0 & -\frac{D_0}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (108)$$

B é calculado em função de B_1 e B_2 de acordo com a igualdade (109).

$$B = D_0 B_1 + D_1 B_2 \quad (109)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{D_1 r_C}{L} & \frac{D_1}{L} \\ -\frac{D_1}{C} & 0 \\ \frac{D_1 r_C}{L} & \frac{D_1}{L} \\ -\frac{D_1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (110)$$

Também são calculadas as diferenças $A_1 - A_2$ e $B_1 - B_2$.

$$A_1 - A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (111)$$

$$B_1 - B_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_c}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \\ -\frac{r_c}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (112)$$

A equação de estados de pequeno sinal do modelo CA do ZSI é expressa em (113) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) + \{(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U\}\hat{d}(t) \quad (113)$$

Onde:

$$\hat{x}(t) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{v}_{C1} \\ \hat{i}_{L2} \\ \hat{v}_{C2} \end{bmatrix} \quad x(t) = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{C1} \\ i_{L2} \\ v_{C2} \end{bmatrix} \quad (114)$$

$$\hat{u}(t) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{CA} \\ \hat{v}_{CC} \end{bmatrix} \quad (115)$$

$$X = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C1} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} I_{CA} \\ V_{CC} \end{bmatrix} \quad (116)$$

$$\hat{d} = \hat{d}_0 \quad (117)$$

Dado que $i_{L1} = i_{L2} = i_L$ e $v_{C1} = v_{C2} = v_C$, as equações na forma escalar da tensão e corrente podem ser obtidas conforme as equações (118) e (119).

$$L \frac{di_L}{dt} = -(r_C + r_L)\hat{i}_L + (D_0 - D_1)v_C + D_1 r_C i_{CA} + D_1 \hat{v}_{CC} + (2V_C - r_C I_{CA} - V_{CC})\hat{d} \quad (118)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = (D_1 - D_0)\hat{i}_L - D_1 \hat{i}_{CA} + (-2I_L + I_{CA})\hat{d} \quad (119)$$

5.5.2.2 Funções de transferência

Para obter a função de transferência que relaciona $\hat{i}_L(s)$ e $\hat{d}(s)$, aplicou-se a transformada de Laplace na equação (118), que após algumas manipulações matemáticas foi reescrita conforme a equação (120).

$$\hat{i}_L = \frac{(-1 + 2D_0)}{sL + r_C + r_L} \hat{v}_C + \frac{(1 - D_0)}{sL + r_C + r_L} \hat{v}_{CC} + \frac{(1 - D_0)}{sL + r_C + r_L} r_C \hat{i}_{CA} + \frac{(2V_C - r_C I_{CA} - V_{CC})}{sL + r_C + r_L} \hat{d} \quad (120)$$

Assim, assumindo que \hat{v}_C , \hat{v}_{CC} , \hat{i}_{CA} são nulos, a $G_{id}(s)$ pode ser obtida conforme a seguinte equação:

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(2V_C - r_C I_{CA} - V_{CC})}{sL + r_C + r_L} \quad (121)$$

A transformada de Laplace também foi aplicada na equação (119) a fim de obter a função de transferência que relaciona $\hat{v}_C(s)$ e $\hat{i}_{CA}(s)$, $G_{vci}(s)$. Após a aplicação da transformada e substituindo \hat{i}_L dado por (120) em (119), obteve-se a equação (122).

$$\begin{aligned} \hat{v}_C = & \frac{(1 - 2D_0)(1 - D_0)}{CLS^2 + Cs(r_C + r_L) + (1 - 2D_0)^2} \hat{v}_{CC} \\ & + \frac{[(D_0 - 1)(sL + r_C + r_L) + (1 - 2D_0)(1 - D_0)r_C]}{CLS^2 + Cs(r_C + r_L) + (1 - 2D_0)^2} \hat{i}_{CA} \\ & + \frac{[(1 - 2D_0)(2V_C - r_C I_{CA} - V_{CC}) + (sL + r_C + r_L)(-2I_L + I_{CA})]}{CLS^2 + Cs(r_C + r_L) + (1 - 2D_0)^2} \hat{d} \end{aligned} \quad (122)$$

Logo, assumindo que \hat{v}_{CC} e \hat{d} são nulos, a $G_{vci}(s)$ pode ser obtida conforme a equação abaixo.

$$G_{vci}(s) = \frac{\hat{v}_C(s)}{\hat{i}_{CA}(s)} = \frac{[(D_0 - 1)(sL + r_C + r_L) + (1 - 2D_0)(1 - D_0)r_C]}{CLS^2 + Cs(r_C + r_L) + (1 - 2D_0)^2} \quad (123)$$

5.5.3 Obtenção da função de transferência $G_{im}(s)$

Haja vista o circuito da Figura 32 e considerando a modelagem de pequeno sinal, a tensão de saída \hat{v}_{CA} do inversor pode ser obtida pela equação (124) (GAYATHRI et al., 2015).

$$\hat{v}_{CA}(t) = L_f \frac{d\hat{i}_{Lf}}{dt} + R_{Lf} \hat{i}_{Lf} - \hat{v}_{rede} \quad (124)$$

Ignorando a tensão da rede e aplicando a transformada de Laplace em (124), a relação entre \hat{i}_{CA} e \hat{v}_{CA} pode ser expressa pela equação (125).

$$\frac{\hat{i}_{CA}(s)}{\hat{v}_{CA}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_{Lf}} \quad (125)$$

Mas $\hat{v}_{CA}(s) = \hat{m}BV_{CC}/2$, conseqüentemente, a corrente que será injetada na rede pode ser controlada pelo índice de modulação \hat{m} . Desta forma, a função de transferência $G_{im}(s)$ é definida pela equação (126).

$$G_{im}(s) = \frac{\hat{i}_{CA}(s)}{\hat{m}(s)} = \frac{BV_{CC}}{2(sL_f + R_{Lf})} \quad (126)$$

5.6 CONCLUSÃO

Este capítulo mostrou como aplicar a modulação SBC no ZSI, apresentou o princípio de funcionamento desse inversor e apresentou as principais relações dessa topologia como o ganho, a tensão de entrada na parte de inversão do ZSI e a tensão no capacitor. Além disso, apresentou o projeto da rede de impedância Z e a modelagem para a obtenção das funções de transferência usadas para projetar os controladores.

Sobre o controle do ZSI, a tensão no barramento CC foi controlada de modo indireto pela tensão no capacitor, que foi regulada por meio do controle da corrente a ser injetada na rede elétrica. Dessa forma, eliminou-se o problema que teria se a tensão no capacitor fosse controlada pela razão cíclica. Ademais, adotaram-se duas malhas de controle no MPPT.

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os sistemas PV foram simulados em ambiente computacional no Simulink[®]. A simulação foi executada considerando-se o tempo discreto com taxa de amostragem igual a 1,667 μ s, o método ode23tb (*stiff*/TR-BDF2) no *Solver* e os elementos resistivos, capacitivos e indutivos do *software* de simulação.

Nesse contexto, esta seção apresenta as especificações do painel, os resultados do projeto dos controladores e os resultados de simulação a fim de validar a proposta deste trabalho.

6.1 ESPECIFICAÇÕES DO PAINEL FOTOVOLTAICO

A Tabela 1 reúne especificações dos painéis fotovoltaicos empregados nos sistemas comparados.

Tabela 1 – Dados do painel modelo Sunmodule SW 245 da Solarworld

Parâmetros		Valor
Tensão de máxima potência	V_{mpp}	30,8 V
Corrente de máxima potência	I_{mpp}	7,96 A
Máxima potência	P_{mpp}	245,17 W
Tensão de circuito aberto	V_{oc}	37,5 V
Corrente de curto-circuito	I_{sc}	8,49 A

Como foram utilizados quatro painéis fotovoltaicos em série e nenhum painel em paralelo, a tensão V_{mpp} é igual a 123,2 V e a potência P_{mpp} é igual a 980,67 W em condições padrão de teste.

6.2 PROJETO DOS CONTROLADORES

As malhas de controle do sistema com conversor *Boost* e VSI bem como as malhas de controle do sistema com o ZSI foram sintonizadas por meio das funções *pidtuneOptions* e *pidtune* do MATLAB[®]. Por meio da função *pidtuneOptions* foram informadas a margem de fase (MF) e a frequência de corte (f_{corte}) desejadas e com a função *pidtune* foram obtidos os ganhos K_p e K_i correspondentes (SANTANA, 2013).

A fim de deixar as topologias no mesmo nível de comparação, foi feita uma analogia entre as malhas de controle de ambos os sistemas e adotadas a mesma MF e f_{corte} . Contudo, não foi possível estabelecer o mesmo conjunto de parâmetros de sintonia para a malha de controle que relaciona a tensão V_C com a corrente i_{CA} . Isto, provavelmente, ocorreu, porque na topologia de dois estágios esta malha de controle controla diretamente a tensão no barramento CC, enquanto que na topologia de um estágio, a tensão do barramento CC é controlada indiretamente pela tensão no capacitor. Apesar disso, tentou-se obter parâmetros de sintonia para cada sistema o mais próximo possível entre si.

6.2.1 Projeto dos controladores do conversor *Boost* e VSI

A Tabela 2 mostra os parâmetros utilizados no sistema PV de dois estágios.

Tabela 2 – Parâmetros usados no sistema PV com conversor *Boost* e VSI.

Rede elétrica	
Tensão de pico	$V_{rede} = 180 \text{ V}$
Frequência	$f = 60 \text{ Hz}$
Conversor <i>Boost</i>	
$C = 2,5 \text{ mF}$	$V_C^* = 230 \text{ V}$
$L = 3,6 \text{ mH}$	$r_L = 0,18 \text{ } \Omega$
$f_{ch} = 20 \text{ kHz}$	$C_{pv} = 1000 \text{ } \mu\text{F}$
$\Delta I_L = 10 \text{ \%}$	$\Delta V_C = 1 \text{ \%}$
Filtro da saída	
$L_f = 2,5 \text{ mH}$	$r_{Lf} = 0,14 \text{ } \Omega$
Parâmetros da malha de tensão $G_{viB} = \hat{v}_{pv}(s)/\hat{i}_L(s)$	
$MF = 61^\circ$	$f_{corte} = 70 \text{ Hz}$
$K_p = 0,385$	$K_i = 93,8$
Parâmetros da malha de corrente $G_{idB} = \hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$	
$MF = 60^\circ$	$f_{corte} = 1000 \text{ Hz}$

Parâmetros da malha de corrente $G_{idB} = \hat{i}_l(s)/\hat{d}(s)$	
$K_p = 0,0848$	$K_i = 313$
Parâmetros da malha de tensão $G_{viFB} = \hat{v}_c(s)/\hat{i}_{CA}(s)$	
$MF = 45^\circ$	$f_{corte} = 12 \text{ Hz}$
$K_p = 0,341$	$K_i = 25,7$
Parâmetros da malha de corrente $G_{idFB} = \hat{i}_{CA}(s)/\hat{d}(s)$	
$MF = 60^\circ$	$f_{corte} = 3200 \text{ Hz}$
$K_p = 0,189$	$K_i = 2210$

As margens de fase e a frequência de corte foram escolhidas de acordo com as características da resposta em degrau. Assim, baseando-se na MF e f_{corte} informados na Tabela 2, são apresentadas as respostas ao degrau de cada malha de controle utilizada na topologia de dois estágios.

A malha de controle da tensão no painel fotovoltaico apresentou uma $MF = 61^\circ$ e $f_{corte} = 70 \text{ Hz}$, resultando em uma resposta ao degrau com tempo de assentamento igual a 15,6 ms, tempo de subida igual a 2,9 ms e sobressinal igual a 23,7 %, vide Figura 34.

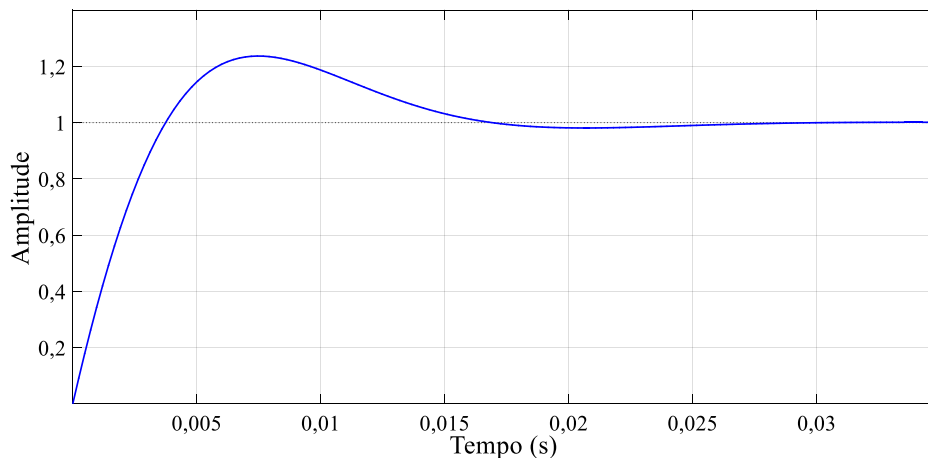


Figura 34 – Resposta ao degrau da malha de controle G_{viB} .

A malha de controle da corrente no indutor teve uma $MF = 60^\circ$ e $f_{corte} = 1000 \text{ Hz}$, cuja resposta ao degrau é representada pela Figura 35. A resposta ao degrau dessa malha de controle possui tempo de assentamento igual a 1,5 ms, tempo de subida igual a 0,2 ms e sobressinal igual a 24,1 %.

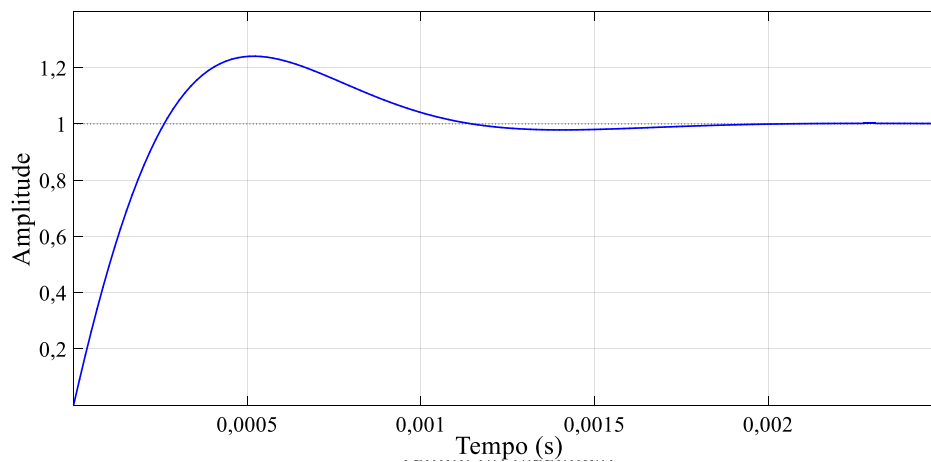


Figura 35 – Resposta ao degrau da malha de controle G_{idB} .

A Figura 36 apresenta a resposta ao degrau obtida para a malha de controle de tensão no barramento CC, que apresentou uma $MF = 45^\circ$ e $f_{corte} = 12$ Hz, resultando em uma resposta ao degrau com tempo de assentamento igual a 0,12 s, tempo de subida igual a 15,4 ms e sobressinal igual a 34,9 %.

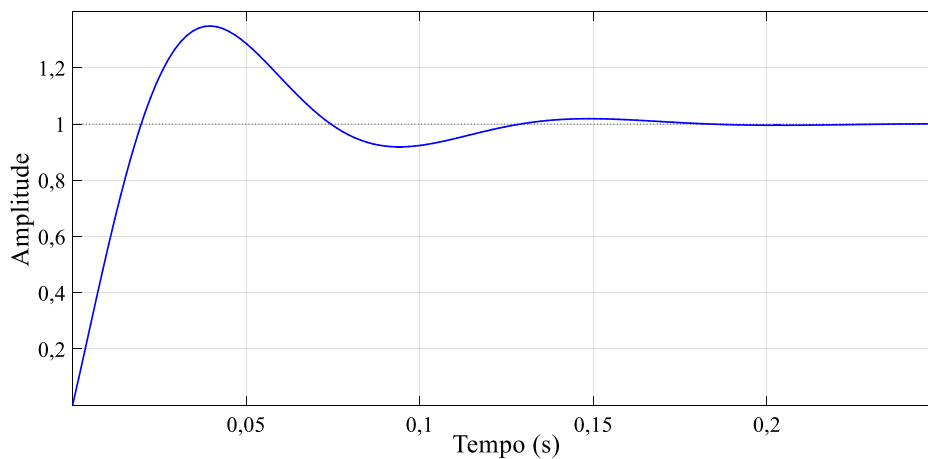


Figura 36 - Resposta ao degrau da malha de controle G_{viFB} .

A malha de controle da corrente a ser injetada na rede elétrica apresentou uma $MF = 60^\circ$ e $f_{corte} = 3200$ Hz, o que resultou em uma resposta ao degrau, apresentada na Figura 37, com tempo de assentamento igual a 0,47 ms, tempo de subida igual a 0,63 μ s e sobressinal igual a 24,3 %.

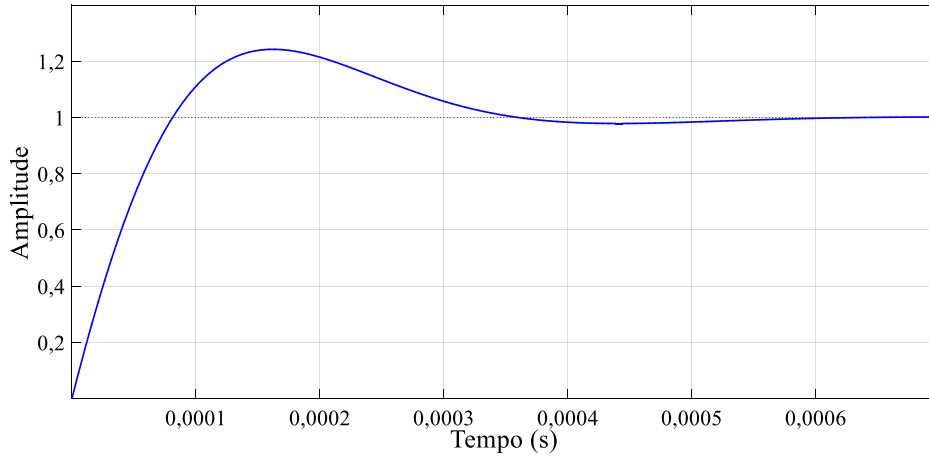


Figura 37- Resposta ao degrau da malha de controle G_{idFB} .

6.2.2 Projeto dos controladores da topologia com o ZSI

A Tabela 3 mostra os parâmetros utilizados no sistema PV de único estágio.

Tabela 3 – Parâmetros usados no sistema PV com ZSI

Rede elétrica	
Tensão de pico	$V_{rede} = 180 \text{ V}$
Frequência	$f = 60 \text{ Hz}$
Rede de impedância Z	
$C_1 = C_2 = C = 1,5 \text{ mF}$	$V_C^* = 230 \text{ V}$
$L_1 = L_2 = L = 4,6 \text{ mH}$	$r_L = 0,20 \text{ } \Omega$
$f_{ch} = 20 \text{ kHz}$	$C_{pv} = 1000 \text{ } \mu\text{F}$
$\Delta I_L = 10 \%$	$\Delta V_C = 1 \%$
Filtro da saída	
$L_f = 2,5 \text{ mH}$	$r_{Lf} = 0,14 \text{ } \Omega$
Parâmetros da malha de tensão $G_{vi} = \hat{v}_{pv}(s)/\hat{i}_L(s)$	
$MF = 61^\circ$	$f_{corte} = 70 \text{ Hz}$
$K_p = 0,517$	$K_i = 174$
Parâmetros da malha de corrente $G_{id} = \hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$	
$MF = 60^\circ$	$f_{corte} = 1000 \text{ Hz}$
$K_p = 0,074$	$K_i = 273$
Parâmetros da malha de tensão $G_{vci} = \hat{v}_C(s)/\hat{i}_{CA}(s)$	
$MF = 45^\circ$	$f_{corte} = 35 \text{ Hz}$
$K_p = 0,184$	$K_i = 51,9$
Parâmetros da malha de corrente $G_{im} = \hat{i}_{CA}(s)/\hat{m}(s)$	
$MF = 60^\circ$	$f_{corte} = 3200 \text{ Hz}$
$K_p = 0,258$	$K_i = 3020$

As malhas de controle do ZSI análogas às malhas de controle do VSI foram sintonizadas considerando-se as mesmas especificações para a MF e f_{corte} do VSI, com exceção da malha de controle da tensão no barramento CC. Conforme mencionado anteriormente, as MF e f_{corte} foram definidas de acordo com as características das respostas ao degrau. Dessa forma, as figuras a seguir mostram as respostas ao degrau obtidas para cada malha de controle da topologia com o ZSI.

A MF e a f_{corte} da malha de controle da tensão no painel PV foram iguais a 61° e 70 Hz, respectivamente, resultando em uma resposta ao degrau com tempo de assentamento igual a 14,2 ms, tempo de subida igual a 3 ms e sobressinal igual a 19,5 %, conforme mostra a Figura 38.

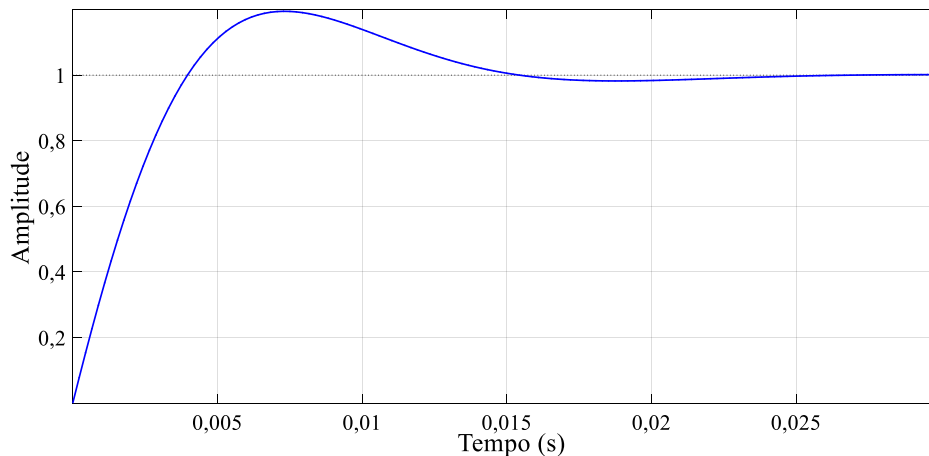


Figura 38 – Resposta ao degrau da malha de controle G_{vi} .

A Figura 39 apresenta a resposta ao degrau da malha de controle da corrente no indutor, que possui uma MF = 60° e $f_{corte} = 1000$ Hz. A resposta ao degrau possui um tempo de assentamento igual a 1,5 ms, tempo de subida igual a 0,2 ms e sobressinal igual a 24,1 %, como a resposta ao degrau da topologia com VSI.

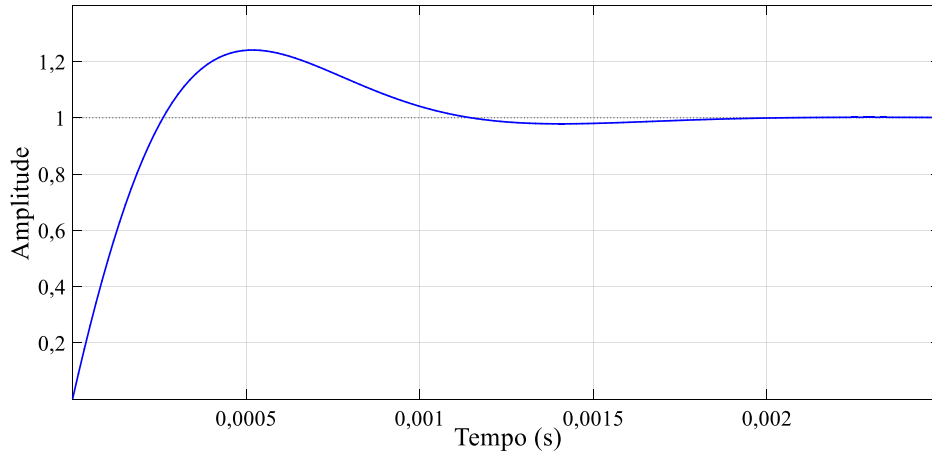


Figura 39 – Resposta ao degrau da malha de controle G_{id} .

A Figura 40 apresenta a resposta ao degrau obtida para a malha de controle da tensão no barramento CC, que apresentou uma MF = 45°, mas f_{corte} igual a 35 Hz, diferentemente da malha do VSI. O tempo de assentamento da resposta ao degrau foi igual a 0,13 s e o tempo de subida foi igual a 0,89 ms, sem sobressinal.

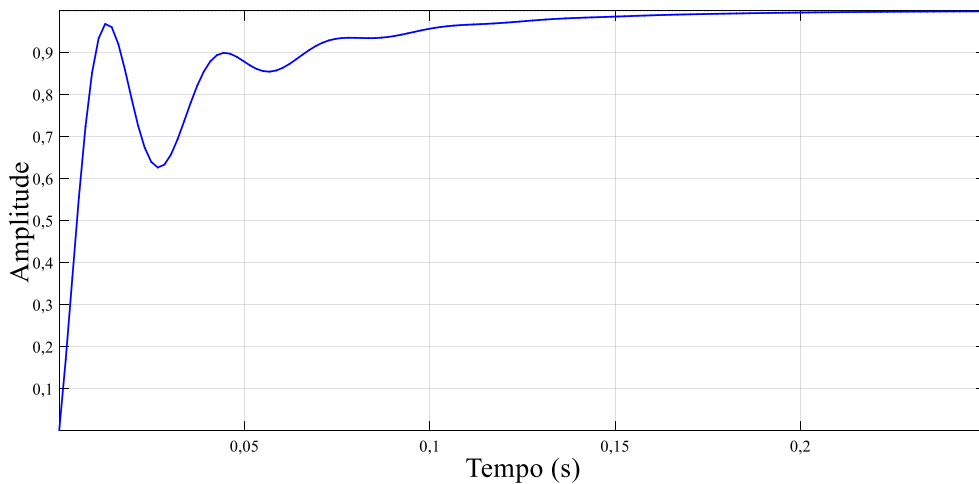


Figura 40 - Resposta ao degrau da malha de controle G_{vci} .

A Figura 41 apresenta a resposta ao degrau da malha de controle da corrente a ser injetada na rede, que apresentou MF = 60° e $f_{corte} = 3200$ Hz. O tempo de assentamento para

essa resposta ao degrau foi igual a 0,47 ms, tempo de subida foi igual a 0,63 μ s e o sobressinal foi igual a 24,3 %, como a resposta ao degrau da topologia com VSI.

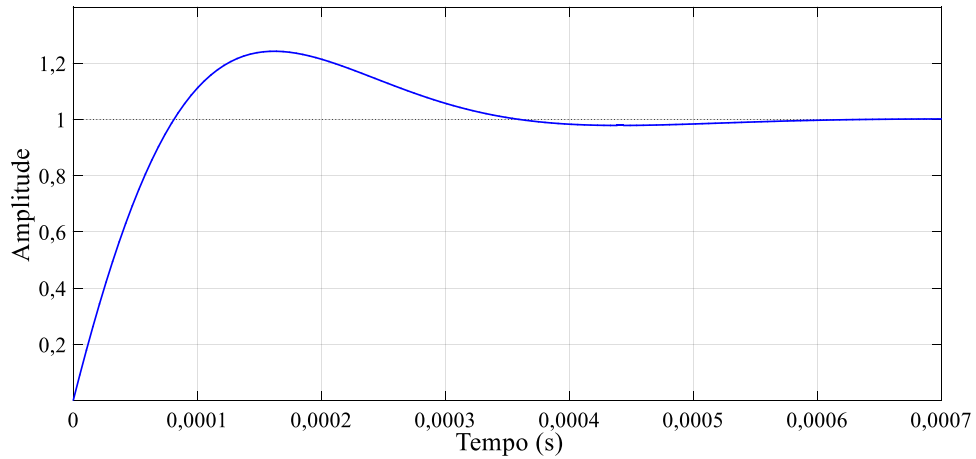


Figura 41- Resposta ao degrau da malha de controle G_{im} .

6.3 COMPARAÇÃO DAS TOPOLOGIAS

6.3.1 Fator de rastreamento

O fator de rastreamento (FR) corresponde ao percentual de energia disponível que foi extraída do painel fotovoltaico (BRITO, 2012). As Figuras 42, 43, 44 e 45 ilustram a potência extraída do painel em comparação com o valor teórico de potência que poderia ser extraída, considerando diferentes índices de radiação.

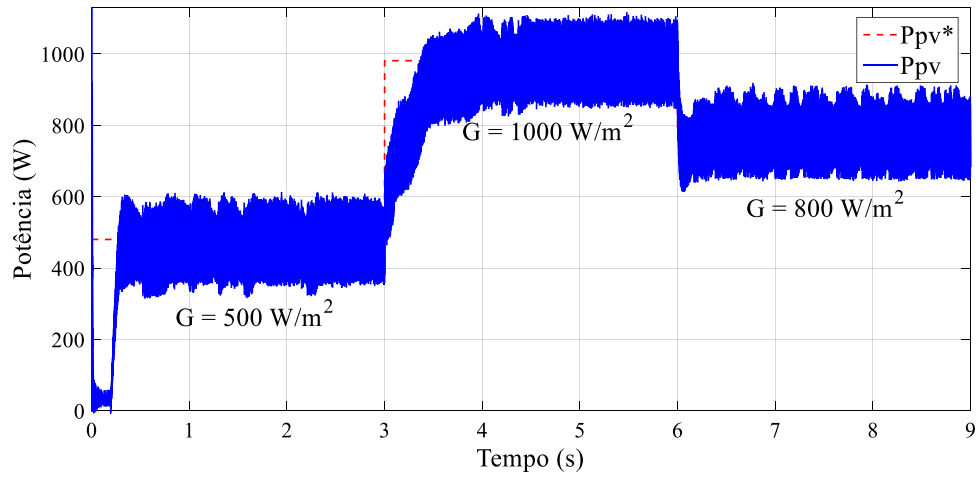


Figura 42 – Potência extraída do painel fotovoltaico na topologia com conversor *Boost* e VSI (caso 1).

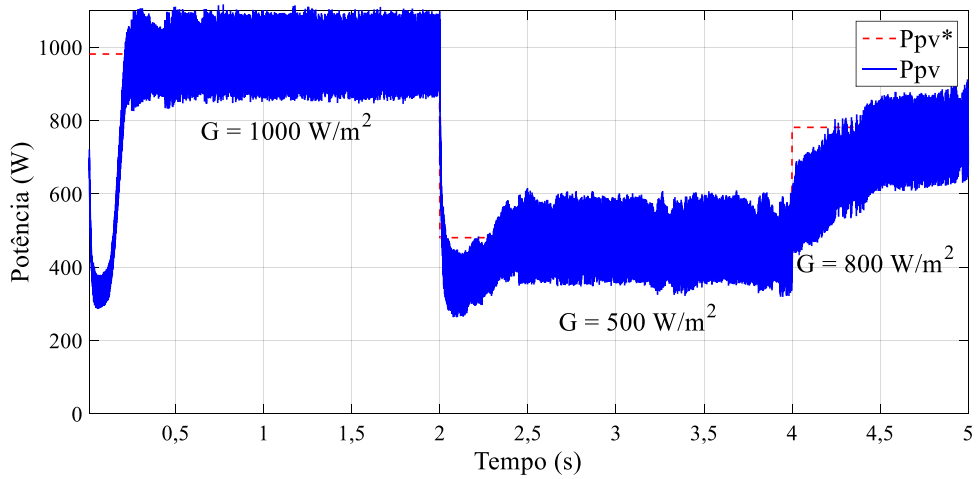


Figura 43 - Potência extraída do painel fotovoltaico na topologia com conversor *Boost* e VSI (caso 2).

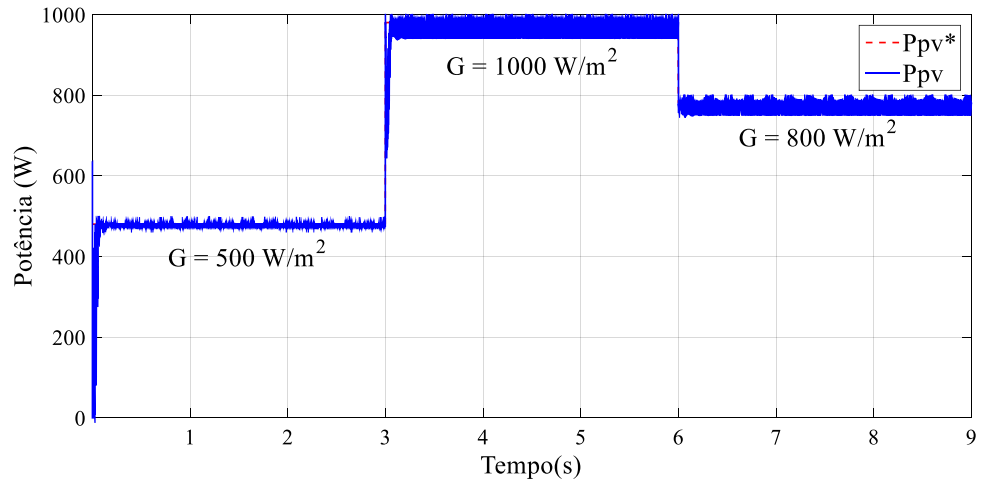


Figura 44 - Potência extraída do painel fotovoltaico na topologia com ZSI (caso 1).

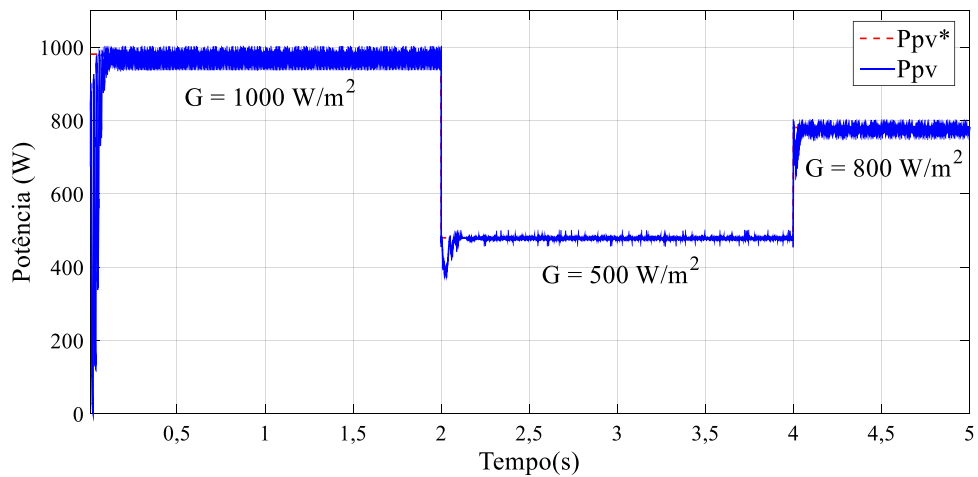


Figura 45 - Potência extraída do painel fotovoltaico na topologia com ZSI (caso 2).

O fator de rastreamento para cada situação é exibido na Tabela 4.

Tabela 4 – Fator de rastreamento

	Conversor <i>Boost</i> e VSI	ZSI
Caso 1	96,17%	99,24%
Caso 2	94,15 %	98,42 %

Portanto, os resultados mostraram que o ZSI consegue extrair mais potência do painel fotovoltaico.

6.3.2 Rendimento

O rendimento foi calculado conforme a equação (127).

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{pv}} \quad (127)$$

Considerando condições padrão de teste, o rendimento calculado do ZSI foi igual a 87,37 %, enquanto o rendimento da outra topologia foi igual a 92,66 %. As figuras seguintes apresentam a potência na saída de cada topologia.

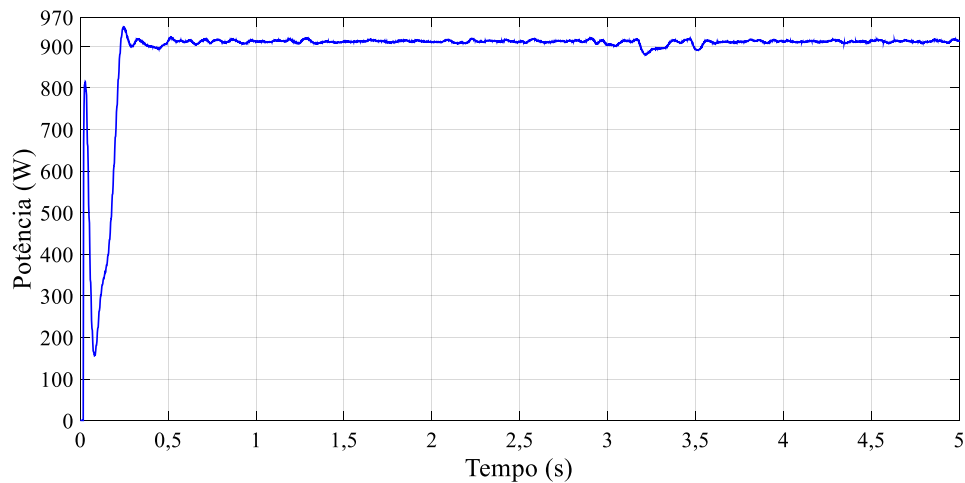


Figura 46 – Potência entregue à rede elétrica na topologia com conversor *Boost* e VSI (em STC).

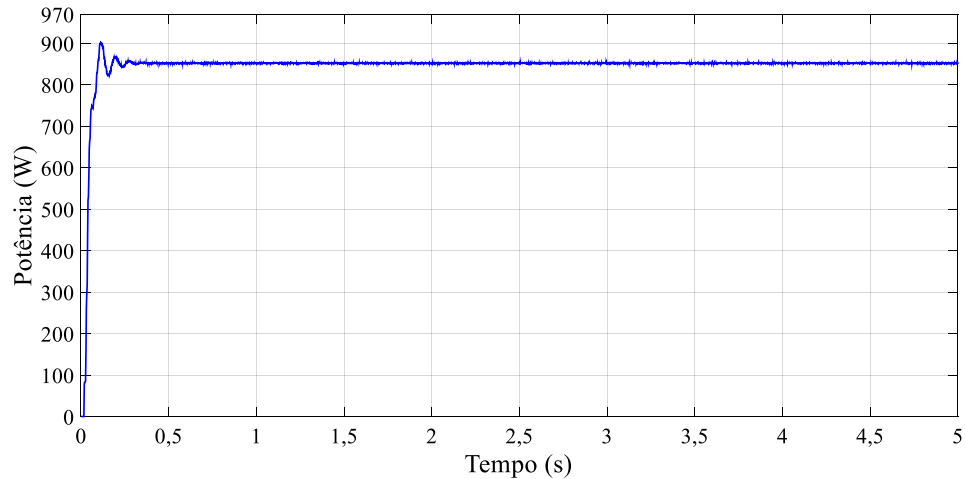


Figura 47 – Potência entregue à rede elétrica na topologia com ZSI (em STC).

Como o ZSI possui apenas um estágio, esperava-se que seu rendimento fosse maior que o do VSI, mas é preciso lembrar que o ZSI não está operando em seu ponto ótimo, pois opera nas mesmas condições que o VSI. Além disso, a ondulação de corrente no indutor adotada foi 83,33 % menor que a ondulação sugerida por alguns artigos, que é 60 % (EGOROV et al., 2016; ZOPE; SOMKUWAR, 2010). Com uma ondulação maior as perdas são reduzidas.

6.3.3 Distorção harmônica

As Figuras 48 e 49 mostram a corrente injetada na rede elétrica juntamente com a tensão na rede. Observa-se que elas estão em sincronismo e em fase oposta, pois o sistema PV está fornecendo energia à rede elétrica.

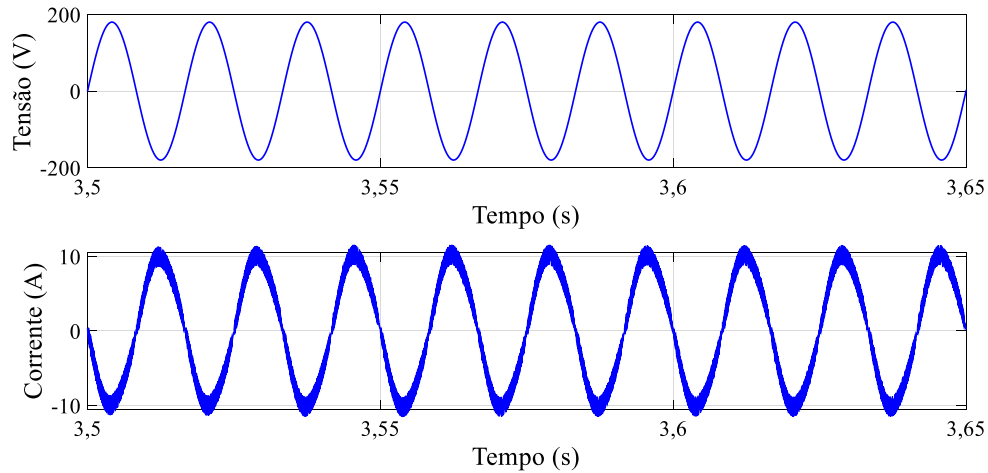


Figura 48 – Tensão e corrente na rede na topologia com conversor *Boost* e VSI (em STC).

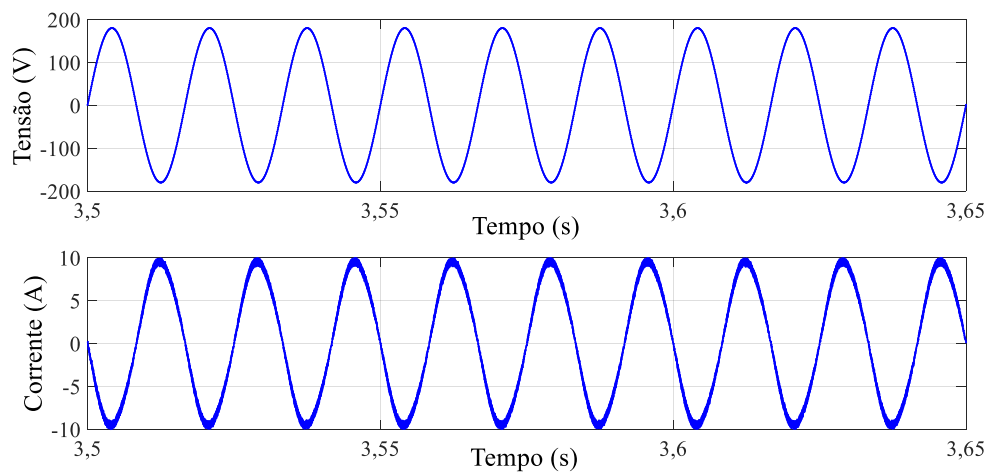


Figura 49 – Tensão e corrente na rede na topologia com ZSI (em STC).

A norma IEEE Std. 519-2014 recomenda que a corrente injetada tenha uma taxa de distorção harmônica (*Total Harmonic Distortion - THD*) menor que 5 %, quando o sistema PV fornece apenas potência ativa para a rede (TAKAMI; SILVA; SAMPAIO, 2014).

Considerando os ganhos dos controladores da Tabela 2 e da Tabela 3, obteve-se uma taxa de distorção harmônica maior no VSI do que no ZSI, conforme ilustram as figuras seguintes.

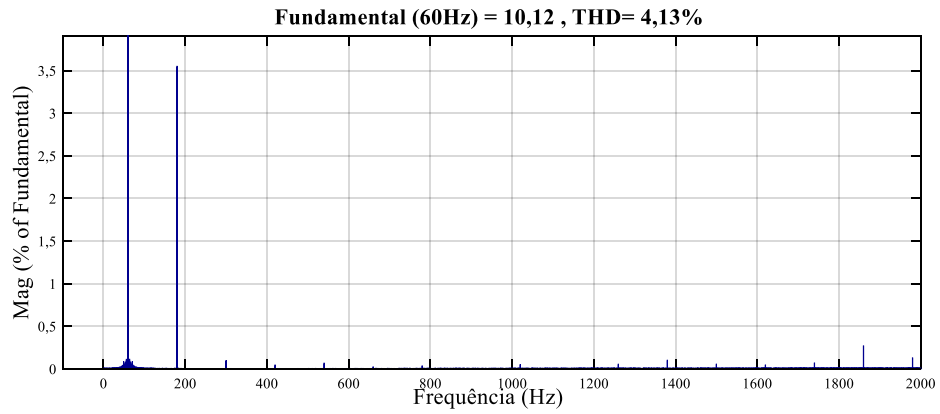


Figura 50 – Taxa de distorção harmônica da corrente injetada na rede na topologia com conversor *Boost* e VSI.

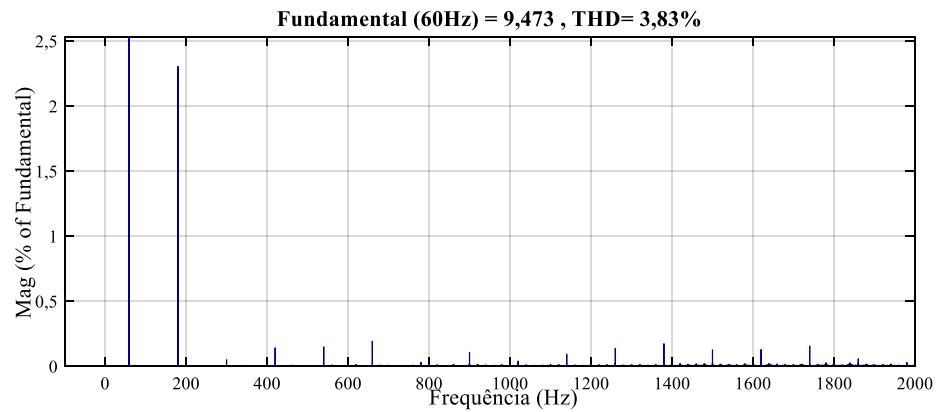


Figura 51 – Taxa de distorção harmônica da corrente injetada na rede na topologia com ZSI.

6.3.4 Esforço nas chaves e nos diodos

6.3.4.1 Chaves

Com relação à tensão nas chaves, nota-se pelas Figuras 52 e 53, que as chaves do VSI são submetidas a um esforço de tensão maior, pois a tensão de pico nas chaves do VSI foi igual a 230 V, enquanto a tensão de pico nas chaves do ZSI foi igual a 340 V.

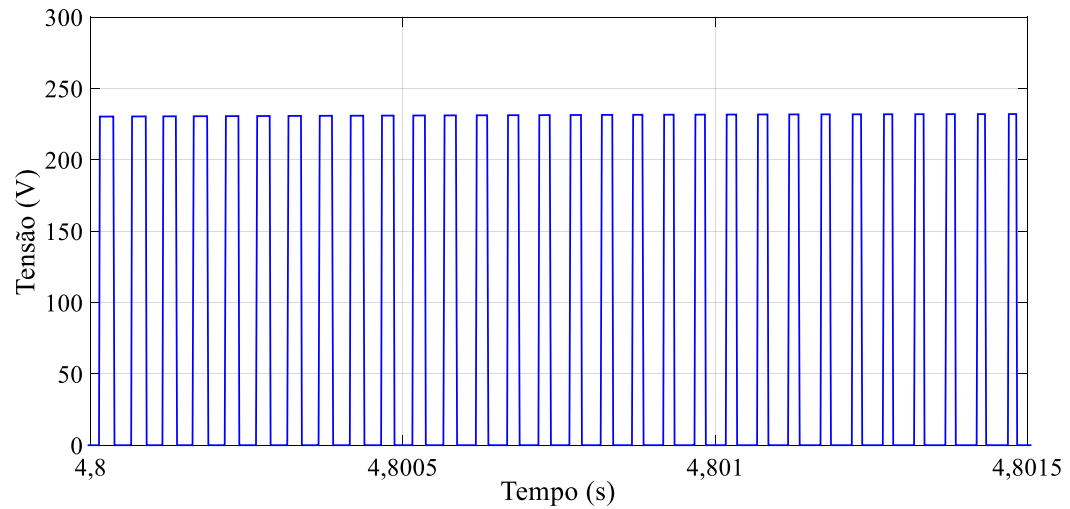


Figura 52 - Tensão nas chaves do VSI (em STC).

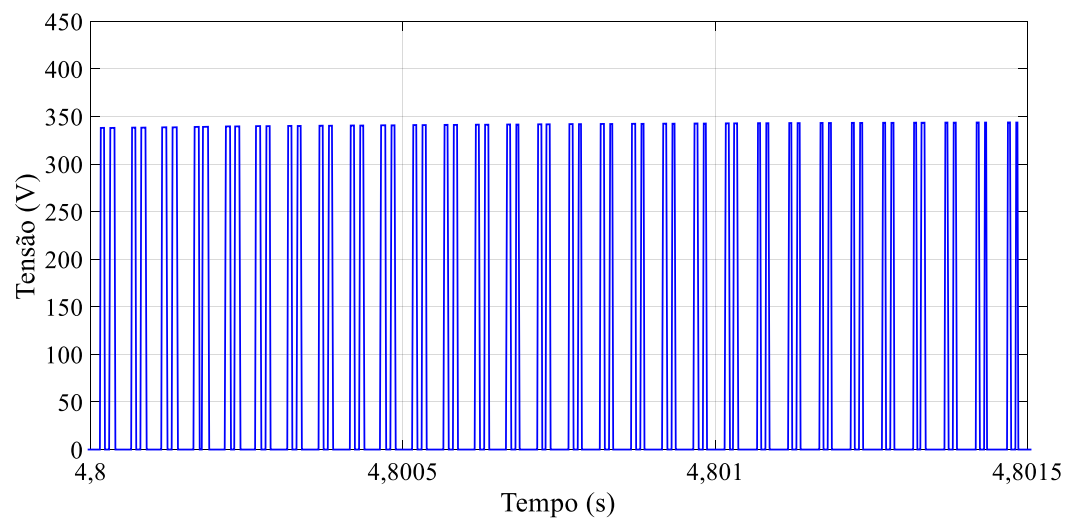


Figura 53 - Tensão nas chaves do ZSI (em STC).

A tensão de esforço nas chaves do ZSI pode ser reduzida empregando-se outra estratégia de modulação como, por exemplo, a modulação *Maximum Boost Control* (SINGH, 2015) ou ajustando-se a tensão no capacitor, enquanto mantém a tensão de saída CA desejada (JUNG; KEYHANI, 2007).

As Figuras 54 e 55 apresentam a corrente nas chaves do VSI e do ZSI, respectivamente.

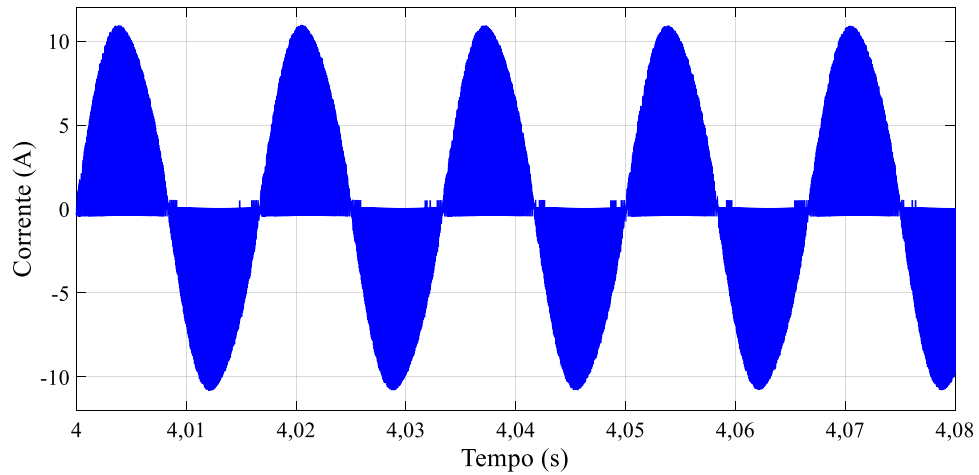


Figura 54 - Corrente na chave do VSI (em STC).

A corrente de pico das chaves do VSI foi igual a 11 A e a corrente eficaz foi igual a 4,98 A.

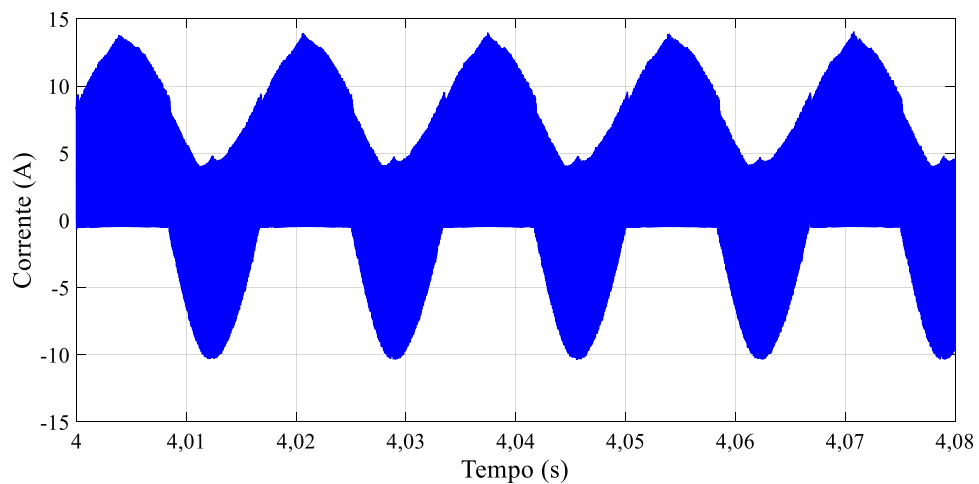


Figura 55 – Corrente na chave do ZSI (em STC).

Por outro lado, a corrente máxima do ZSI ficou em torno de 14 A e a corrente eficaz foi igual a 6,26 A.

A corrente nas chaves do ZSI foi maior devido ao curto-circuito do braço.

6.3.4.2 Diodo

Conforme ilustra a Figura 56, o diodo do conversor *Boost* foi submetido a uma tensão reversa aproximadamente igual a 230 V, pois em bloqueio ele fica em paralelo com o capacitor do barramento CC.

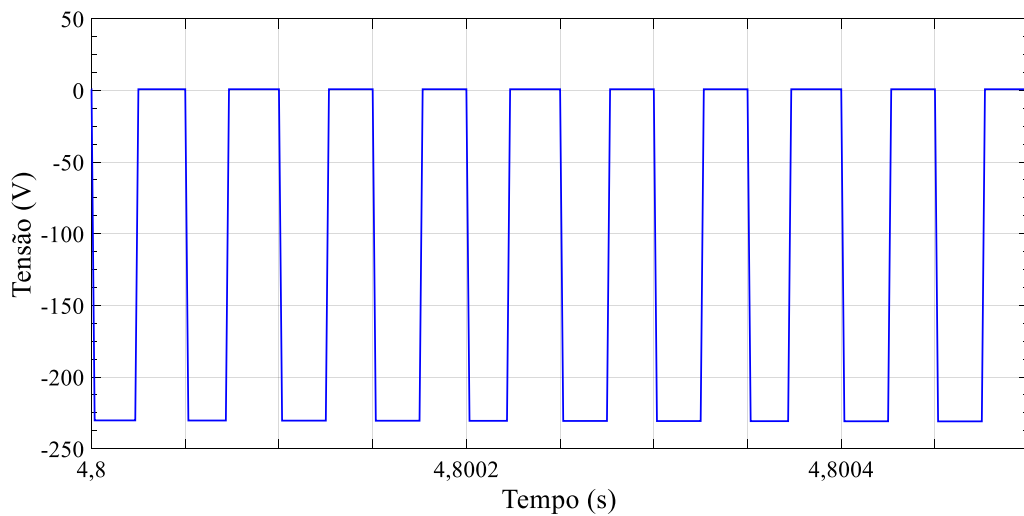


Figura 56 - Tensão no diodo do conversor *Boost* (em STC).

Já o diodo do ZSI foi submetido a uma tensão reversa maior, ou seja, igual a 340 V, aproximadamente, que é a tensão de pico na entrada do inversor, vide Figura 57.

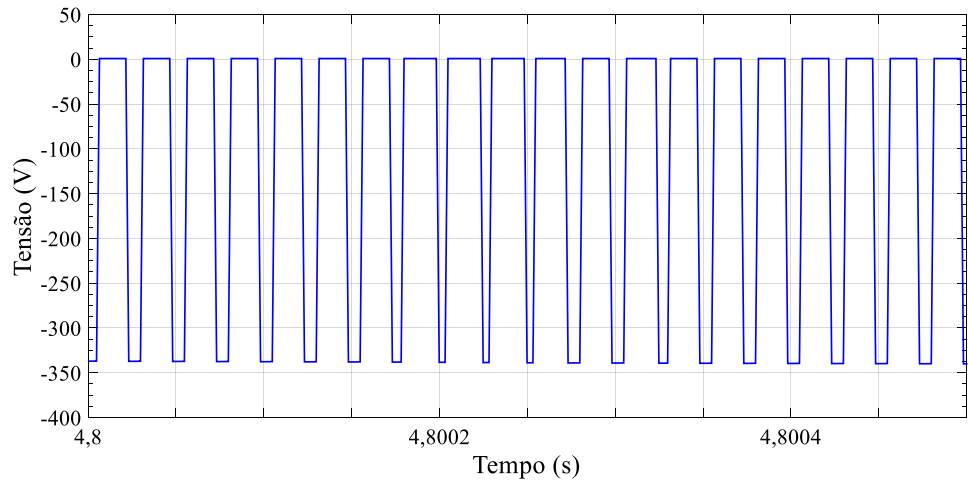


Figura 57 - Tensão no diodo do ZSI (em STC).

A corrente no diodo do ZSI também é maior que a corrente que circula no diodo do conversor *Boost*, como mostram a Figura 58 e Figura 59.

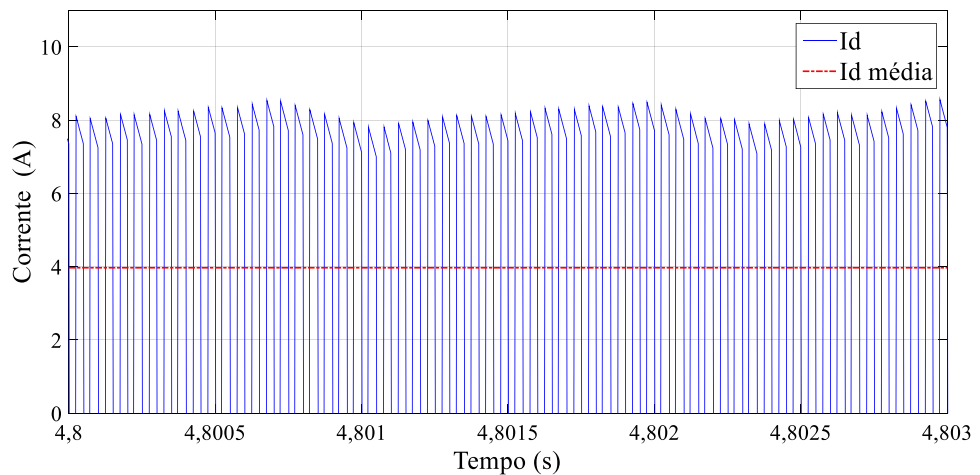


Figura 58 – Corrente no diodo do conversor *Boost*.

A corrente de pico no diodo do conversor *Boost* foi igual a 8 A e a corrente média no diodo do conversor *Boost* foi aproximadamente igual a 4 A.

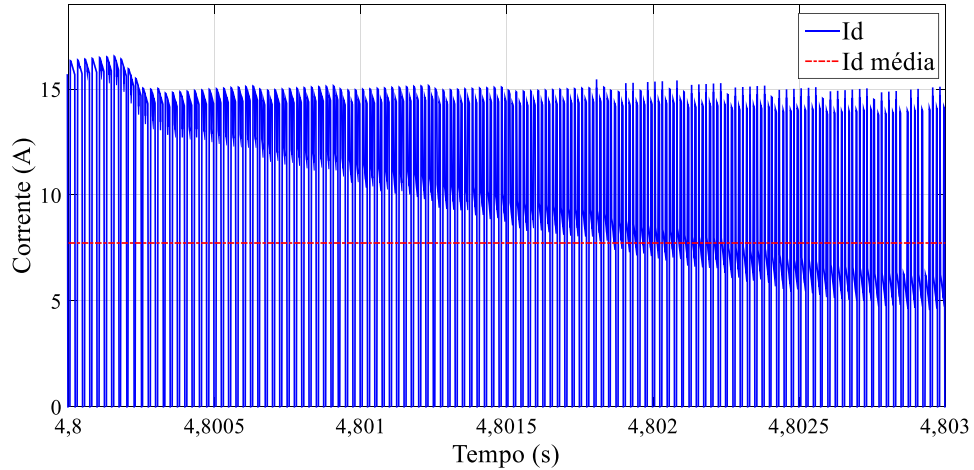


Figura 59 – Corrente no diodo do ZSI (em STC).

A corrente de pico no diodo do ZSI foi igual a 16 A e a corrente média foi aproximadamente igual a 8 A. No ZSI, a corrente média do diodo é igual à corrente média do painel PV.

6.3.5 Tensão no barramento CC

O barramento CC do VSI consiste em um capacitor que faz a conexão entre o estágio CC do sistema PV com o estágio de inversão. Por esse motivo, o controle da tensão no barramento CC é importante, pois garante a transferência de potência.

No VSI a tensão CA de saída é limitada pela tensão no barramento CC, que deve ser superior à tensão de pico da rede. Como a tensão de pico da rede é igual a 180 V, adotou-se para o capacitor uma tensão de referência igual a 230 V.

No ZSI a tensão no barramento CC não é contínua, devido à presença dos estados ST. Assim, essa tensão foi controlada em função da tensão do capacitor, cujo valor de referência adotado foi igual a 230 V, para que o ZSI e o VSI possuíssem a mesma tensão média no barramento CC.

A Figura 60 e a Figura 61 apresenta a tensão no barramento CC do VSI e do ZSI, respectivamente.

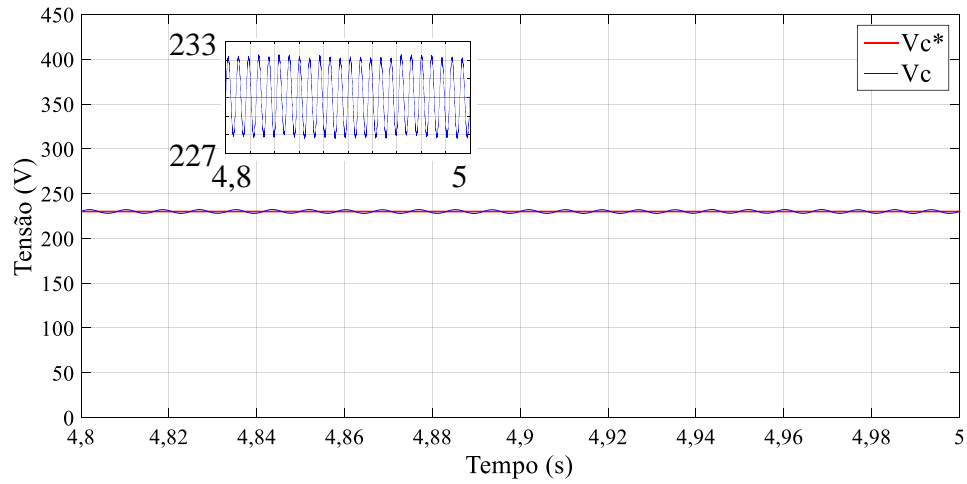


Figura 60 – Tensão no barramento CC do VSI.

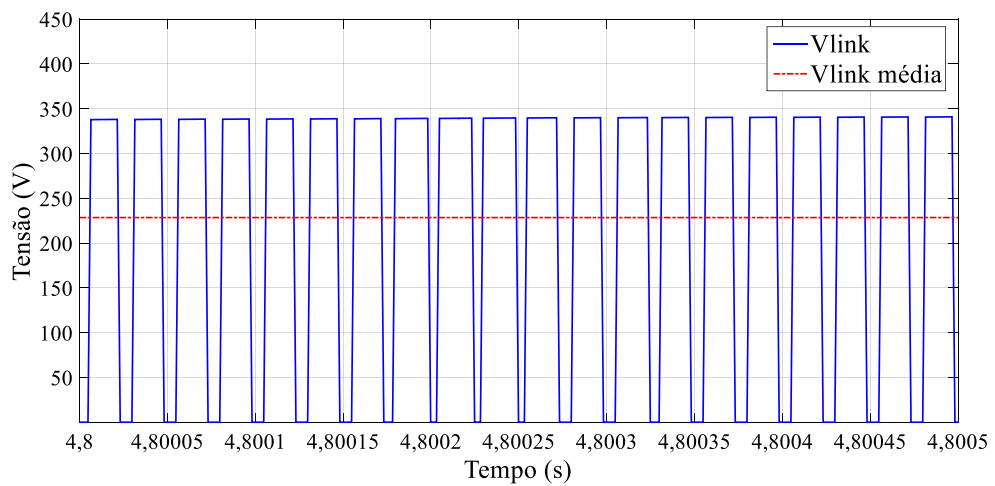


Figura 61 – Tensão no barramento CC do ZSI.

Como a tensão no barramento CC é controlada de forma indireta por meio do controle da tensão no capacitor, alguns autores chamam essa última de “pseudo barramento CC” (KULKA, 2008).

6.3.6 Tensão no capacitor

Nota-se pelas Figuras 62 e 63 que o tempo de acomodação da tensão no capacitor após um degrau de radiação no VSI é 0,1 s maior que o do ZSI. Além disso, é possível ver que o controle da tensão no ZSI está mais estável que no VSI.

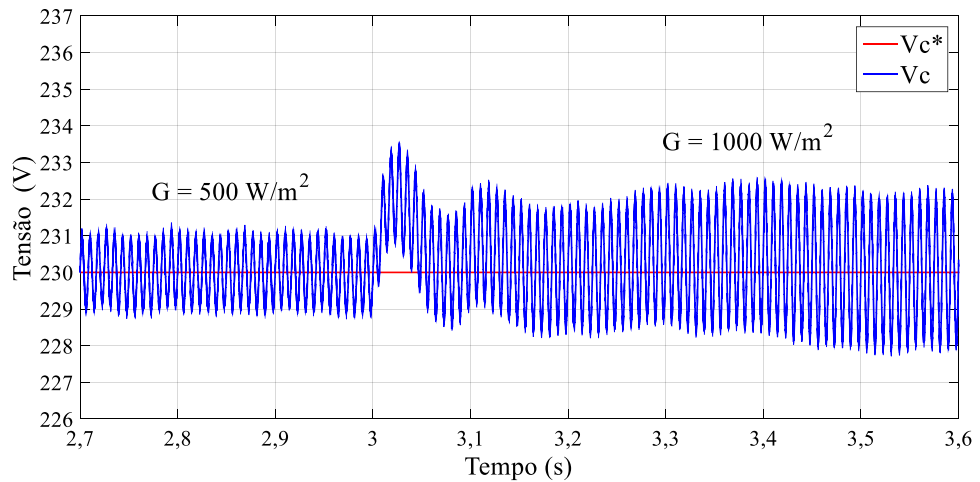


Figura 62 – Tensão no capacitor do VSI.

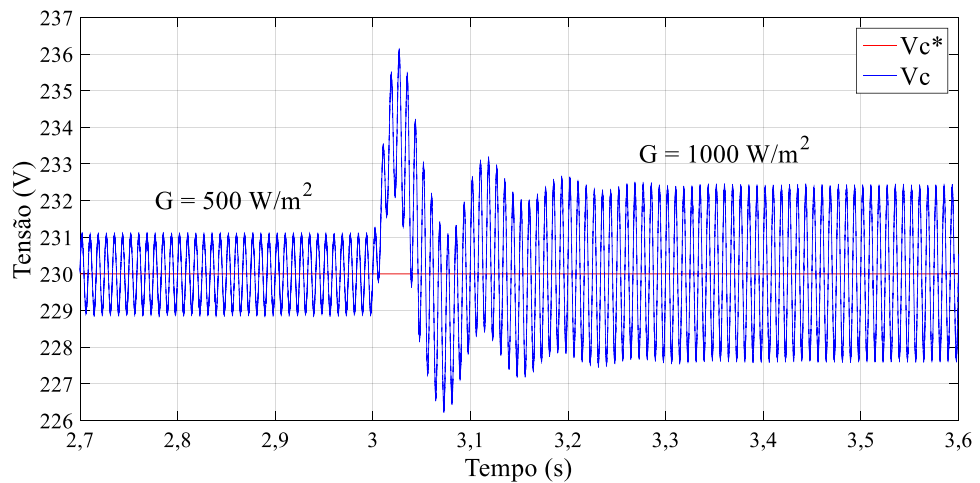


Figura 63 – Tensão no capacitor do ZSI.

6.3.7 Tensão no painel PV

Ao comparar a Figura 64 com a Figura 65, que mostra a tensão no painel fotovoltaico, observa-se que apesar de considerar as mesmas margens de fase e frequência de corte nas malhas de controle do MPPT, e o mesmo incremento no algoritmo P&O, o MPPT do ZSI apresentou um desempenho bem melhor que o do VSI. Isto justifica o fator de rastreamento do ZSI, que foi maior que o do VSI.

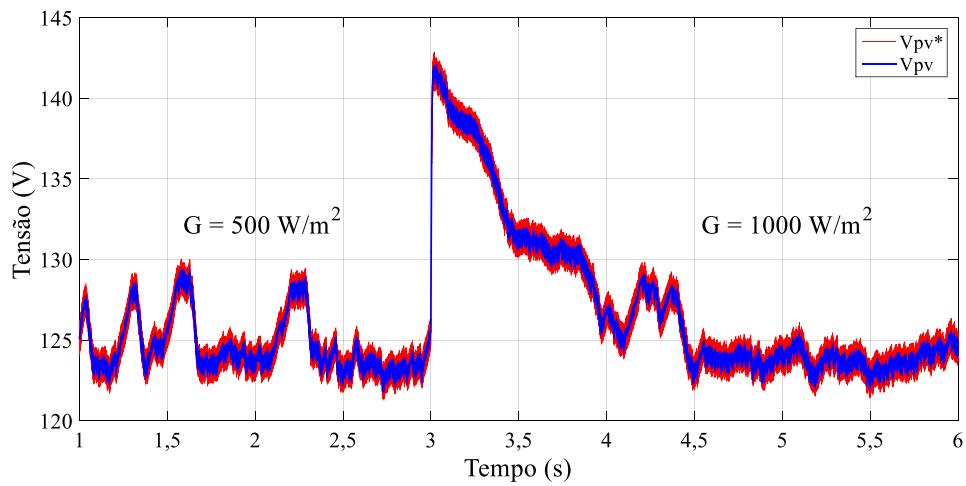


Figura 64 - Tensão no painel PV da topologia com conversor *Boost* e VSI.

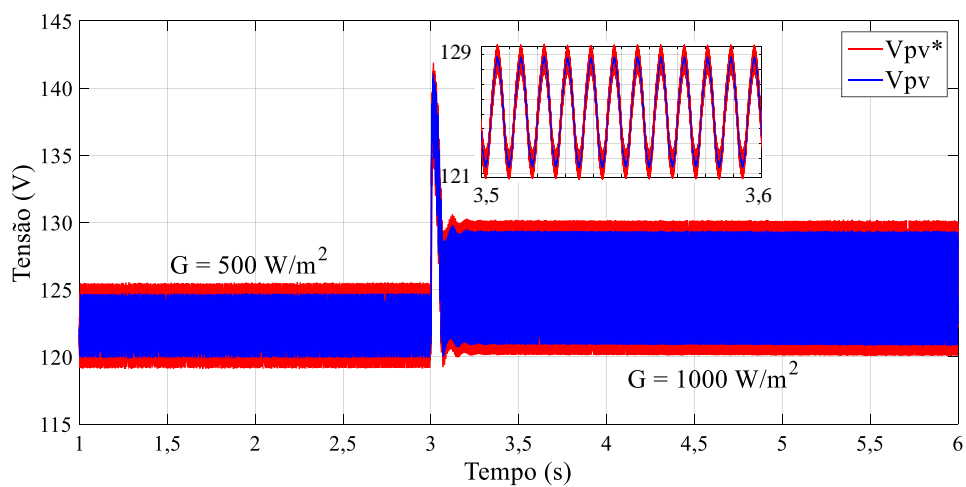


Figura 65 – Tensão no painel PV da topologia com ZSI.

6.3.8 Corrente no painel PV

A corrente na entrada do ZSI é descontínua devido ao bloqueio do diodo no estado ST, porém a corrente de saída do painel PV não pode ser descontínua para o controle MPPT. Por isso, utiliza-se um filtro capacitivo ou indutivo-capacitivo na entrada da rede Z (PARK, 2008; CHEN et al., 2009).

A corrente no painel de cada topologia é apresentada a seguir.

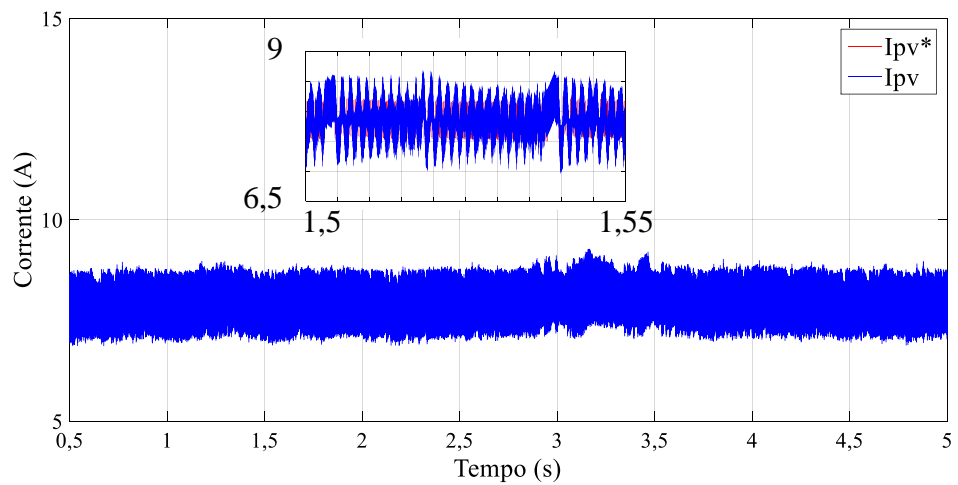


Figura 66 – Corrente no painel PV na topologia com conversor *Boost* e VSI.

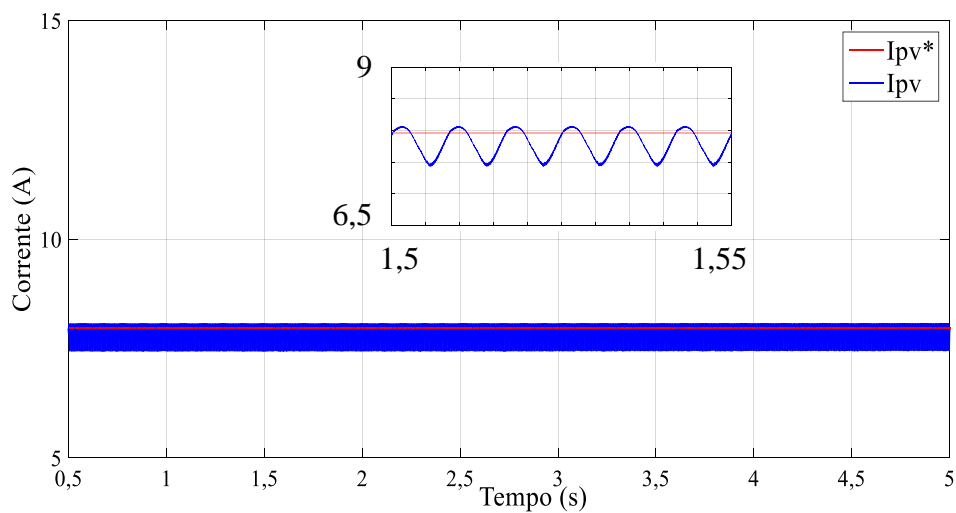


Figura 67 – Corrente no painel PV na topologia com ZSI.

6.3.9 Análise de custo

As tabelas 5 e 6 apresentam um custo médio para confeccionar as topologias testadas.

Tabela 5 – Custo dos componentes usados na topologia com conversor *Boost* e VSI.

Descrição do componente	Quantidade	Preço unitário (R\$)	Preço total (R\$)	Preço em p.u.
L = 3,6 mH	1	406,65	406,65	0,194098
L = 2,5 mH	1	54,04	54,04	0,025794
C = 2,5 mF (400 V)	1	50,00	50,00	0,023865
C = 1 mF (200 V)	1	13,00	13,00	0,006205
Diodo MUR860 (8 A/600 V)	1	3,00	3,00	0,001432
Transistor IGBT GP50B60 (50 A/600 V)	5	33,95	169,75	0,081023
Driver duplo e isolado DRO100D25A	2	180,00	360,00	0,171831
Driver simples e isolado DRO100S25A	1	114,00	114,00	0,054413
Transformador de pulso TRM480D20A	2	26,90	53,80	0,025679
Fonte chaveada com dois canais isolados DS320-08A	1	100,00	100,00	0,047731
Total			1324,24	0,632071

Tabela 6 – Custo dos componentes usados na topologia com ZSI.

Descrição do componente	Quantidade	Preço unitário (R\$)	Preço total (R\$)	Preço em p.u.
L = 4,6 mH	2	652,17	1304,34	0,622573
L = 2,5 mH	1	54,04	54,04	0,025794
C = 1,5 mF (400 V)	2	49,00	98,00	0,046776
C = 1 mF (200 V)	1	13,00	13,00	0,006205
Diodo MUR860 (8 A/600 V)	1	3,00	3,00	0,001432
Transistor IGBT GP50B60 (50 A/600 V)	4	33,95	135,80	0,064819
Driver duplo e isolado DRO100D25A	2	180,00	360,00	0,171831

Descrição do componente	Quantidade	Preço unitário (R\$)	Preço total (R\$)	Preço em p.u.
Transformador de pulso TRM480D20A	1	26,90	26,90	0,01284
Fonte chaveada com dois canais isolados DS320-08A	1	100	100,00	0,047731
Total			2095,08	1

Nesse caso, o projeto do ZSI tem um gasto maior, especialmente, devido aos indutores.

6.3.10 Outras vantagens

O ZSI possui confiabilidade maior que a do VSI, visto que o curto-circuito do braço do VSI é proibido, pois pode danificar os componentes do inversor. O curto-circuito do braço pode ser evitado através do tempo morto na operação das chaves, mas ainda assim pode ocorrer devido às interferências eletromagnéticas (*electromagnetic interference* – EMI) (SINGH, 2015). Além disso, o ZSI dispensa a necessidade do conversor *Boost* e seus elementos passivos podem ser projetados para reduzir o seu volume, por exemplo, os indutores podem ser fabricados empregando-se apenas um núcleo magnético (OLSZEWSKI, 2005; KALAIARASI; PARAMASIVAM; KUNTU, 2014).

6.4 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou os resultados do dimensionamento do conversor *Boost* e da rede de impedância *Z*, os ganhos obtidos dos controladores das malhas de controle em ambas as topologias e alguns tópicos de comparação entre o VSI e o ZSI.

Considerando as mesmas especificações, o indutor do conversor *Boost* foi 27,77 % maior que o do ZSI. Já a capacitância do barramento CC no VSI foi 66,67 % maior que a do ZSI.

Com relação às comparações, verificou-se que:

- a) O ZSI possui um fator de rastreamento maior que o do VSI, pois o MPPT do ZSI teve um desempenho melhor;
- b) O rendimento do ZSI foi menor que o do VSI, devido às perdas no indutor;
- c) A THD da corrente na rede na topologia com ZSI foi menor que a do VSI;
- d) O esforço de tensão e corrente nas chaves do ZSI foi maior do que no VSI, mas esse esforço pode ser minimizado através de outra técnica de modulação e do controle da tensão de referência do capacitor;
- e) A tensão reversa e a corrente no diodo do ZSI foram maiores, pois o diodo em corte fica em paralelo com a tensão de entrada do inversor do ZSI e sua corrente média é igual à corrente do painel PV;
- f) A tensão no barramento CC do ZSI é descontínua, o que dificulta um pouco o controle da tensão no barramento CC, que foi feito indiretamente através da tensão no capacitor;
- g) A dinâmica do VSI foi um pouco mais lenta que a do ZSI, analisando a tensão no capacitor após um degrau de radiação;
- h) A corrente de entrada do ZSI é descontínua, sendo necessário um capacitor na entrada da rede Z para o controle MPPT e;
- i) O custo estimado para confeccionar o ZSI foi aproximadamente 37 % mais caro, mas o fator custo não foi levado em consideração no projeto dos indutores.

Além disso, o ZSI possui outras vantagens em relação ao VSI como a possibilidade do curto-circuito do braço e tamanho reduzido.

7 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um estudo sobre o inversor fonte de tensão e o inversor fonte Z. Ambos foram modelados, testados em ambiente de simulação no Simulink® e comparados em alguns quesitos.

O VSI é tradicionalmente empregado em sistemas fotovoltaicos, mas devido à limitação da sua tensão no barramento CC e para realizar o MPPT, emprega-se junto com o VSI um conversor *Boost*. Dessa forma, essa topologia se torna uma topologia de dois estágios, com o MPPT e a elevação de tensão no primeiro estágio, e a conversão CC-CA no segundo estágio. Já o ZSI é uma topologia de um estágio, onde o MPPT, a elevação de tensão e a conversão CC-CA ocorre em um único estágio. Essa topologia de um estágio foi desenvolvida em 2003, com a justificativa de que superava algumas limitações do VSI. Algumas vantagens apresentadas em artigos sobre o ZSI são: custo reduzido, pois esse inversor possui uma chave a menos; eficiência melhorada, pois há apenas um estágio, ocorrendo menos perdas; tamanho reduzido, pois não é mais necessário o conversor *Boost*; confiabilidade aumentada, uma vez que o curto-circuito do braço é permitido; distorção harmônica na corrente reduzida, melhorando o fator de potência; operação *Buck-Boost* possível, o que o torna adequado para diversas aplicações.

Este trabalho levou em consideração algumas vantagens mencionadas por outros trabalhos e comparou o ZSI com o VSI, admitindo a mesma margem de fase e frequência de corte em suas malhas de controle equivalentes, com exceção da malha de controle da tensão no barramento CC.

Assim, verificaram-se as seguintes vantagens para o ZSI: maior FR, menor THD na corrente de saída, menor tamanho e presença do estado ST. Em contrapartida, constataram-se estas vantagens para o VSI: maior rendimento, menor esforço nas chaves, menor custo e corrente na entrada contínua.

Haja vista os resultados da comparação realizada, considerando as especificações deste projeto, o rendimento e o custo, a topologia com conversor *Boost* e VSI é a mais indicada. Por outro lado, se fosse desejável um inversor com FR alto e pequeno volume, se o número de painéis fosse limitado e se fosse desejável o estado ST, o ZSI seria o mais indicado para essa aplicação.

Portanto, como foi mencionado, há vantagens nas duas topologias e a escolha do melhor inversor dependerá das especificações do projeto, como por exemplo, das ondulações de tensão e corrente aceitáveis, pois tais parâmetros influenciaram bastante o custo e o rendimento, dependerá da tensão na saída, do número de painéis e do espaço disponíveis. Além disso, algumas desvantagens que foram apresentadas neste trabalho podem ser minimizadas através de outro tipo de modulação e controle, influenciando a escolha da topologia mais indicada.

8 TRABALHOS FUTUROS

Algumas sugestões baseadas no trabalho desenvolvido são enumeradas a seguir:

1. Simular o sistema PV com ZSI empregando a técnica de modulação MBC e empregar uma técnica de controle que ajusta a tensão de referência no capacitor para minimizar o esforço nas chaves;
2. Comparar o desempenho do sistema considerando a malha dupla utilizada no controle do MPPT e a malha simples tradicionalmente empregada;
3. Montar o ZSI monofásico com as considerações em 1 e comparar seus resultados experimentais com os resultados experimentais do VSI;
4. Empregar a estratégia de controle apresentada em um ZSI trifásico e desenvolver melhorias.

REFERÊNCIAS

AHMED, Tofael; MEKHILEF, Saad. Semi-Z-source inverter topology for grid-connected photovoltaic system. **Power Electronics (IET)**, v.8, n.1, p. 63-75, jan. 2015.

BAJESTAN, Mehran M.; SHAHPARASTI, Mahdi; KHABURI, Davood A. Application of Trans-Z-Source Inverter in Photovoltaic Systems. In: IRANIAN CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING (ICEE), 21., 2013, Mashhad, Iran. **Proceedings...** Mashhad: IEEE, 2013. p. 1-6.

BAKAR, Mohd S.; RAHIM, Nasrudin A.; GHAZALI, Kamarul H. Analysis of various PWM controls on single-phase Z-source inverter. In: IEEE STUDENT CONFERENCE ON RESEARCH AND DEVELOPMENT (SCORED), 2010. Putrajaya, Malaysia. **Proceedings...** Putrajaya: IEEE, 2010. p. 448-451.

BLAABJERG, Frede et al. Power electronics in renewable energy systems. In: POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE (EPE-PEMC), 12., 2006, Portoroz, Slovenia. **Proceedings...** Portoroz: IEEE, 2006. p. 1-17.

BRADASCHIA, F. et al. Comparative study of topologies for three-phase transformerless photovoltaic systems. In: POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP), 2013, Gramado, Rio Grande do Sul. **Proceedings...** Gramado: IEEE, 2013. p. 493-500.

BRITO, Moacyr A. G. de et al. Contribuição aos estudos dos principais algoritmos de extração da máxima potência dos painéis fotovoltaicos. **Eletrônica de Potência**, v. 17, n. 3, p. 592-600, jun. 2012.

CAMPANHOL, Leonardo. B. G. **Filtro ativo de potência paralelo utilizando inversores monofásicos *full-bridge* aplicado em sistemas trifásicos a quatro-fios**. 2012. 148 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2012.

CAO, Dong et al. Low-cost semi-Z-source inverter for single-phase photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 12, p. 3514-3523, maio 2011.

CASARO, Marcio M.; MARTINS, Denizar C. Modelo de arranjo fotovoltaico destinado a análises em eletrônica de potência via simulação. **Eletrônica de Potência**, v. 13, n. 3, p. 141-146, ago. 2008.

CAVALCANTI, Marcelo. C. et al. Three-State Three-Phase Z-Source Inverter for Transformerless Photovoltaic Systems. In: POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP), 2013, Gramado, Rio Grande do Sul. **Proceedings...** IEEE, 2013. p. 509 – 516.

CEPEL; CRESESB. **Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos**. Disponível em: <http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Manual_de_Engenharia_FV_2014.pdf> Acesso em: 3 set. 2015.

CHANDRASHECAR, T.; VEERACHARY, M. Control of Z-source inverter connected to a single-phase AC utility grid. **Journal of Energy and Power Engineering**, v. 5, p. 447-454, maio 2011.

CHEN, X.; FU, Q.; INFIELD, D.; YU, S. Modeling and control of Z-source grid-connected PV system with APF function. In: INTERNATIONAL UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE (UPEC), 44., 2009. Glasgow. **Proceedings...** Glasgow: IEEE, 2009. p. 1-5.

COLLARES, Fábio S. **Comparação quantitativa de métodos de paralelismo de módulos fotovoltaicos com a rede elétrica para geração distribuída através do controle de conversores de potência**. 2012. 159 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2012.

DING, Xinping et al. A PID control strategy for DC-link boost voltage in Z-source inverter. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE (APEC), 22., 2007, Anaheim, USA. **Proceedings...** Anaheim: IEEE, 2007. p. 1145 – 1148.

EGOROV, Mikhail et al. Impedance-Source Inverter-Based High-Power DC/DC Converter for Fuel Cell Applications. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENVIRONMENT AND ELECTRICAL ENGINEERING (EEEIC). **Proceedings...** Disponível em: <<http://eeeic.eu/proc/papers/109.pdf>>. Acesso em: 18 março 2016.

ELLABBAN, Omar. Capacitor voltage control techniques of the Z-source inverter: a comparative study. **EPE Journal**, v. 21, n. 4, p. 13-24. 2011.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of power electronics**. 2. Ed. Springer, 2001.

ESRAM, Trishan; CHAPMAN, Patrick L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, n. 2, p. 439 – 449, jun. 2007.

FARHANGI, Babak; FARHANGI, Shahrokh. Application of Z-source converter in photovoltaic grid-connected transformer-less inverter. **Electrical Power Quality and Utilization Journal**, v. 12, n. 2, p. 41-45, 2006.

FEMIA, N. et al. A Technique for Improving P&O MPPT Performance of Double-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 11, p. 4473-4482, ago. 2009.

GAJANAYAKE, Chandana J.; VILATHGAMUWA, Mahinda; LOH, Poh C. Development of a comprehensive model and a multiloop controller for Z-source inverter DG systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 4, p. 2352-2359, ago. 2007.

GAYATHRI, S., CHARITHA, M. & DEVADAS, G. Design Analysis and Efficient Control of Quasi-Z-Source Cascaded Multi Level Inverter for Grid Connected PV Panels. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INNOVATIONS IN ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING (ICIEEE), 2., 2015. New Delhi. **Proceedings...** New Delhi: IOSRJOURNALS, 2015. p. 31-39.

HUANG, Yi et al. Z-source inverter for residential photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 6, p. 1776 – 1782, nov. 2006.

HUSODO, B. Y. et al. Analysis and simulations of Z-source inverter control methods. In: CONFERENCE PROCEEDINGS IPEC, 2010, Singapore. **Proceedings...** Singapore: IEEE, 2010. p. 699 – 704.

INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY AGENCY. **Renewable energy technologies: cost analysis series**. Disponível em: <https://www.irena.org/DocumentDownloads/Publications/RE_Technologies_Cost_Analysis-SOLAR_PV.pdf>. Acesso em: 20 set. 2015.

JAIN, Sachin; AGARWAL, Vivek. A single-stage grid connected inverter topology for solar PV systems with maximum power point tracking. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 5, p. 1928-1940, set. 2007.

JUCÁ, Sandro C. S.; CARVALHO, Paulo C. M. **Métodos de dimensionamento de sistemas fotovoltaicos: aplicações em dessalinização**. 1. ed. Duque de Caxias: Espaço Científico Livre Projetos Editoriais, 2013.

JUNG, Jin-Woo; KEYHANI, Ali. Control of a fuel cell based Z-source converter. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, n. 2, p. 467-476, jun. 2007.

JÚNIOR, Kleber J. de M. **Conexão de conversores CC-CC em série para redução do efeito de sombreamento em arranjos fotovoltaicos**. 2015. 109 f. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso do Curso de Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2015.

KALAIARASI, N.; PARAMASIVAM S.; KUNTU, S. Comparison of Z-source inverter with DC-DC boost converter fed VSI for PV applications. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL ENERGY SYSTEMS (ICEES), 2., 2014, Chennai, India. **Proceedings...** Chennai: IEEE, 2014. p. 87-91.

KE, Guo et al. Control of Z-source photovoltaic inverter for grid-connected based on constant-frequency hysteresis current control. In: PHOTOVOLTAIC SPECIALISTS CONFERENCE (PVSC), 2011, Seattle, WA. **Proceedings...** Seattle: IEEE, 2011. p. 2340-2345.

KULKA, Arkadiusz. Voltage harmonic control of Z-Source inverter for UPS applications. In: POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE (PEMC), 2008, Poznan, Poland, **Proceedings...** Poznan: IEEE, 2008. p. 657-662.

LI, Yuan et al. Quasi-Z-source inverter for photovoltaic power generation systems. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 24., 2009, Washington, DC. **Proceedings...** Washington: IEEE, 2009. p. 918-924.

LINDEKE, Dirk. **Projeto de um filtro ativo paralelo de 1 kVA usando técnicas de controle analógico e digital**. 2003. 197 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Florianópolis, Santa Catarina, 2003.

LIU, Yushan; GE, Baoming. Overview of space vector modulations for three-phase Z-source/quasi-Z-source inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 4, p. 2098 – 2108, abr. 2014.

LUQUE, Antonio; HEGEDUS, Steven. **Handbook of photovoltaic science and engineering**. 2. ed. Madri: Wiley, 2011.

MIYATAKE, M. et al. Maximum power point tracking of multiple photovoltaic arrays: a PSO approach. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 47, n. 1, p. 367-380, jan. 2011.

MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBINS, William P. **Power electronics: converters, applications and design**. 2. Ed.

RASHID, Muhammad H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. 2. Ed. São Paulo: Makron Books, 1999.

NOOR, S. Z. M. et al. A review of single-phase single stage inverter topologies for photovoltaic system. In: CONTROL AND SYSTEM GRADUATE RESEARCH COLLOQUIUM, 4., 2013, Shah Alam, Malaysia. **Proceedings...** Shah Alam: IEEE, 2013. p. 69-74.

OLIVEIRA, Fernando M. de. **Rastreamento da máxima potência em arranjos fotovoltaicos sob efeito de sombreamento parcial baseado no método de otimização por enxame de partículas**. 2015. 99 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2015.

OLSZEWSKI, Mitch. **Z-Source inverter for fuel cell vehicles**. Oak Ridge National Laboratory, 2005.

PARK, Jong-Hyoung et al. A control strategy for the grid-connected PV system using a Z-source inverter. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER AND ENERGY (PECon), 2., 2008, Johor Baharu, Malaysia. **Proceedings...** Johor Baharu: IEEE, 2008. p. 948-951.

PENG, Fang Z. Z-source inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 39, n. 2, p. 504-510, março 2003.

PENG, Fang Z.; SHEN, Miaosen; QIAN, Zhaoming. Maximum boost control of the Z-source inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 4, p. 833-838, jul. 2005.

PHILIBERT, Cédric et al. **Renewable energy technologies: solar energy perspectives**. Disponível em:

http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/solar_energy_perspectives2011.pdf>. Acesso em: 17 set. 2015.

RAMYA, C.; CHINNAIYA, S.; PRABHA, S. U. Improved Z-source-inverter with switched inductor and trans-Z-source topology. **International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology**, v. 3, n. 1, p. 1625-1632, jan. 2014.

ROSTAMI, H.; KHABURI, D. A. Voltage Gain Comparison of Different Control Methods of the Z-Source Inverter. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING (ELECO), 2009, Bursa, Turkey. **Proceedings...** Bursa: IEEE, 2009. p. I-268 - I-272.

SAMPAIO, Leonardo 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**. 2010. 111 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Ilha Solteira, São Paulo, 2010.

SANTANA, Ricardo J. B. **Inversor de fonte de impedância para aplicações em fontes de energia renovável**. 2013. 120 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores). Escola de Engenharia da Universidade de Lisboa, Instituto Superior Técnico, Lisboa, 2013.

SHAHPARASTI et al. A novel single-stage power conversion system based on T-inverter for photovoltaic system connected to single phase AC grid. In: IRANIAN CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING (ICEE), 19., 2011, Tehran, Iran. **Proceedings...** Tehran: IEEE, 2011. p. 1-4.

SHEN, Miaosen et al. Comparison of Traditional Inverters and Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 4, p. 1453-1463, jul. 2007.

SILVA, Sérgio A. O. da et al. A comparative analysis of p-PLL algorithms for single-phase utility connected systems. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE), 13., 2009. Barcelona, Spain. **Proceedings...** Barcelona: IEEE, 2009. p. 1-10.

SINGH, Kawerjeet. **Z-Source inverter for full cell application**. 2015. 71 f. Dissertação (Mestrado em Sistemas de Potência). Thapar University, Patiala, 2015.

SOLARPOWER EUROPE. **Global market outlook for solar power 2015-2019**. Disponível em: <<http://www.solarpowereurope.org/>>. Acesso em: 17 set. 2015.

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

TAKAMI, Marcelo H. F.; SILVA, Sérgio A. O. da; SAMPAIO, Leonardo P. Estudo de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica com compensação de harmônicos e reativos. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA (CBA), 2014, Belo Horizonte, Minas Gerais. **Anais...** Belo Horizonte: CBA, 2014. p. 328-335.

TANG, Yu; WEI, Jukui; XIE, Shaojun. A new direct peak dc-link voltage control strategy of Z-source inverters. In: ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND

EXPOSITION (APEC), 25., 2010, Palm Springs, CA. **Proceedings...** Palm Springs: IEEE, 2010. p. 867 – 872.

XU, Po et al. Study of Z-source inverter for grid connected PV systems. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (PESC), 37., 2006, Jeju, South Korea. **Proceedings...** Jeju: IEEE, 2006. p. 1-5.

ZOPE, Pankaj H. **Modeling and simulation of Z-source inverter design and control strategies.** 2012. 57 f. Tese (Doutorado de Filosofia em Engenharia Eletrônica e Telecomunicações). Jodhpur National University, Jodhpur, 2012.

ZOPE, P. H.; SOMKUWAR, A. Design and simulation of single phase Z-source inverter for utility interface. **International Journal of Electrical Engineering and Technology (IJEET)**, v. 1, n. 1, p. 127-143, jun. 2010.