

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

DANIEL WESTERMAN SPIER

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM SISTEMA FOTOVOLTAICO
CONECTADO À REDE ELÉTRICA MONOFÁSICA UTILIZANDO UM
CONVERSOR CC-CC ELEVADOR-ABAIXADOR**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CORNÉLIO PROCÓPIO
2017

DANIEL WESTERMAN SPIER

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM SISTEMA FOTOVOLTAICO
CONECTADO À REDE ELÉTRICA MONOFÁSICA UTILIZANDO UM
CONVERSOR CC-CC ELEVADOR-ABAIXADOR**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação,
do curso de Engenharia Elétrica da
Universidade Tecnológica Federal do Paraná,
Campus Cornélio Procópio, como requisito
parcial para a obtenção do título de Bacharel.

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira
da Silva
Co-orientador Prof. Dr. Germán Gustavo
Oggier

CORNÉLIO PROCÓPIO
2017



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



FOLHA DE APROVAÇÃO

Daniel Westerman Spier

Modelagem e controle de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica monofásica utilizando um conversor CC-CC elevador-abaixador.

Trabalho de conclusão de curso apresentado às 14:30hs do dia 13/09/2017 como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista no programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. O candidato foi arguido pela Banca Avaliadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Avaliadora considerou o trabalho aprovado.

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

Prof(a). Dr(a). Germán Gustavo Oggier - (Coorientador)

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

Prof(a). Vinicius Dario Bacon - (Membro)

Em memória de minha mãe.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar a Deus, pois Ele sempre está presente em minha vida abençoando os meus passos.

A minha mãe Maria Aparecida Westerman Spier, pelo seu amor incondicional e que mesmo em seu leito de morte, preocupou-se em me manter focado nos estudos e a nunca desistir dos meus sonhos.

Ao meu pai Amilton Walter Spier, por todo apoio, compreensão e amor em todos os momentos da minha vida.

A minha família por todo amor, suporte e paciência durante minha jornada.

A minha noiva Wang XiaoYuan, pelo amor, carinho e incentivo.

Ao meu orientador, Sérgio Augusto Oliveira da Silva, pelos conselhos técnicos e pessoais, e por toda ajuda durante o desenvolvimento deste trabalho.

Ao meu co-orientador, Germán Gustavo Oggier, no qual sem ele este trabalho não teria acontecido, por todos os conselhos, paciência, compreensão e noites de reuniões para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao professor Marcos Banheti Rabello Vallim, pelos conselhos pessoais, paciência e carinho, que tanto me ajudaram durante meu curso.

Aos meus amigos pelo companheirismo e ajuda durante meu curso.

“Toda a educação, no momento, não parece motivo de alegria, mas de tristeza. Depois, no entanto, produz naqueles que assim foram exercitados um fruto de paz e de justiça”

Hebreus 12:11

RESUMO

SPIER, Daniel Westerman. **Modelagem e controle de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica monofásica utilizando um conversor CC-CC elevador-abaixador**. 2017. 75f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2017.

Este trabalho apresenta o estudo de um sistema fotovoltaico (PV) monofásico de dois estágios conectado à rede elétrica. O primeiro estágio é composto pelo conversor CC-CC *Boost-Buck*, o qual possui a atrativa característica de tanto a corrente de entrada quanto a de saída poderem ser controladas utilizando ciclos de trabalhos distintos para cada braço do conversor, definindo assim a estratégia de modulação proposta neste trabalho. Já o segundo estágio é composto por um conversor CC-CA conectado à rede elétrica, o qual é chaveado em baixa frequência, ou seja, com a mesma frequência da rede. A sequência de chaveamento do conversor CC-CC consiste em três estágios diferentes, tornando possível a obtenção das equações de pequenos sinais, do circuito equivalente de pequenos sinais, bem como suas funções de transferência. Inicialmente, a modelagem considera o conversor sendo alimentado por uma fonte de tensão ideal e alimentando uma carga puramente resistiva. Após a validação do modelo matemático, a fonte de tensão ideal é substituída por um arranjo PV e a carga é trocada por um inversor de tensão conectado à rede elétrica. Por conseguinte, um novo modelo matemático e circuito equivalente de pequenos sinais, bem como as funções de transferência são obtidos e validados. A partir da modelagem do sistema PV, os controladores foram projetados de modo que as chaves de entrada controlem tanto a tensão do arranjo PV como a corrente de entrada do conversor. Já as chaves de saída controlam a tensão do capacitor do barramento CC bem como a corrente de saída do conversor de modo que esta apresente um formato senoidal e retificado, ou seja, com frequência igual ao dobro da frequência da rede elétrica. Por fim, resultados de simulação de um sistema PV de 3.5kW são apresentados, validando a estratégia de controle utilizada para diferentes níveis de irradiação solar. Além disso, os resultados mostram baixa taxa de distorção harmônica na corrente injetada na rede e fator de potência unitário.

Palavras-Chave: Sistemas PV ligado à rede elétrica, Conversor CC-CC, conversor *Boost-Buck*, análise a pequenos sinais, modelo matemático.

ABSTRACT

SPIER, Daniel Westerman. **Modeling and control of a single phase grid-tied PV system using a DC-DC step-up/step-down converter**. 2017. 75p. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2017.

This work presents a study of a single phase two-stage grid-tied photovoltaic (PV) system. The first stage is composed of a DC-DC Boost-Buck converter, whose attractive feature is that both input and output currents can be controlled through different duty cycles applied in each leg, which defines the proposed modulation strategy. The second stage consists of a DC-AC converter tied to the grid, whereby it is switched with the same frequency of the grid. The switching sequence is composed of three different states, which gives the basics to obtain the equivalent small-signal equations, the equivalent small-signal circuit and the transfer functions. The initial modelling considers an ideal input voltage source and a pure resistive load. After validating the mathematical model, the voltage source is replaced by a PV array and the load becomes a voltage source inverter tied to the grid. Thus, a new small-signal model, equivalent small-signal circuit and transfer functions are obtained and validated. Through the PV system mathematical model controllers are designed, in which the input switches control the PV array voltage and input current. The output ones control the DC-bus capacitor voltage and the output current in a fashion that the output current present a rectified sinusoidal waveform with twice the value of the grid frequency. Finally, simulation results of a 3.5kW PV system are presented, validating the control strategy applied for different solar irradiation conditions. Furthermore, the results also presented low harmonic distortion in the current injected to the grid and unit power factor.

Key-words: Grid-tied PV systems, DC-DC converter, Boost-Buck converter, small-signal analysis, mathematical model.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Sistemas PV de simples e duplo estágio conectado à rede elétrica. (a) Conexão de simples estágio; (b) Conexão de duplo estágio.....	13
Figura 3.1 – Sistema PV proposto. (a) Estágio de potência; (b) controlador da etapa <i>Boost</i> ; (c) controlador da etapa <i>Buck</i> ; (d) controlador do inversor.....	17
Figura 3.2 – Modelo elétrico a celular fotovoltaica.....	19
Figura 3.3 – Diagrama de blocos do modelo PV.....	20
Figura 3.4 – Fluxograma da técnica de MPPT P&O.....	21
Figura 3.5 – Topologia <i>Boost-Buck</i>	22
Figura 3.6 – Formas de onda do conversor. (a) Corrente nos elementos; (b) Tensão nos elementos.....	23
Figura 3.7 – Topologia de simples estágio.....	28
Figura 3.8 – Balanço de potência.....	29
Figura 3.9 – Inversor utilizado.....	32
Figura 3.10 – Formas de onda do inversor utilizado.....	33
Figura 4.1 – Princípio de operação das chaves para o ponto de operação escolhido.....	35
Figura 4.2 – Estados do conversor <i>Boost-Buck</i>	35
Figura 4.3 – Circuito equivalente a pequenos sinais do conversor <i>Boost-Buck</i> . (a) Tensão no indutor de entrada; (b) Corrente no capacitor; (c) Tensão no indutor de saída; (d) Modelo completo.....	41
Figura 4.4 – Termos CC-CA a pequenos sinais x circuito equivalente com perturbações nas chaves. As formas de onda em vermelho e azul representam as perturbações nas chaves de entrada, enquanto em verde e roxo representam a chave de saída.....	43
Figura 4.5 – Diagrama em blocos das equações a pequenos sinais.....	44
Figura 4.6 – Comparação das respostas na frequência entre o conversor e as funções de transferências. (a) $\hat{v}_{Lin} / \hat{v}_1$; (b) $\hat{i}_{Lout} / \hat{v}_2$; (c) \hat{v}_{C1} / \hat{v}_1 ; (d) \hat{v}_{C1} / \hat{v}_2	46
Figura 4.7 – Circuito equivalente a pequenos sinais do conversor <i>Boost-Buck</i> conectado ao arranjo PV e a rede elétrica. (a) Tensão no indutor de entrada; (b) Corrente no capacitor; (c) Tensão no indutor de saída; (d) Modelo completo.....	48

Figura 4.8 – Comparação das respostas na frequência entre o conversor e as funções de transferências. (a) \hat{v}_{Lin}/\hat{v}_1 ; (b) \hat{v}_{rr}/\hat{v}_1	51
Figura 5.1 – Diagrama em blocos do controle multimalhas aplicado na chave de entrada.....	55
Figura 5.2 – Diagrama em blocos do controle multimalhas simplificado. (a) Diagrama com a malha interna simplificada; (b) Diagrama em blocos para compensação da tensão do arranjo PV.....	57
Figura 5.3 – Diagrama em blocos do controle multimalhas aplicado na etapa de saída.....	58
Figura 5.4 – Diagrama em blocos do controle multimalhas simplificado.....	60
Figura 6.1 – Potência simulada para diferentes níveis de irradiação solar vs curva teóricas de potência do arranjo PV.....	62
Figura 6.2 – Comparação entre as potências de entrada e saída.....	63
Figura 6.3 – Variáveis do circuito sob diferentes condições de irradiação solar.....	64
Figura A.1 – Modelo utilizado de painel solar para MATLAB.....	73
Figura B.1 – Modelo utilizado de painel solar para PSIM.....	74
Figura C.1 – Modelo utilizado para controlador da etapa <i>Buck</i>	75

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	12
1.2 JUSTIFICATIVA.....	14
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	15
2. OBJETIVOS.....	16
2.1 OBJETIVO GERAL	16
2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	16
3. DESCRIÇÃO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO	17
3.1 PAINEL FOTOVOLTAICO	18
3.1.1 Modelo Elétrico de uma Célula Fotovoltaica	18
3.1.2 Modelo Utilizado nas Simulações	20
3.1.3 Técnica de MPPT	20
3.2 CONVERSOR CC-CC <i>BOOST-BUCK</i>	21
3.2.1 Princípio de Funcionamento em Modo de Condução Contínua.....	22
3.2.2 Cálculo dos ganhos estáticos do conversor <i>Boost-Buck</i>	24
3.2.2.1 Etapa <i>Boost</i>	24
3.2.2.2 Etapa <i>Buck</i>	25
3.2.3 Modelagem dos elementos passivos.....	26
3.2.3.1 Indutor de entrada L_{in}	26
3.2.3.2 Indutor de saída L_{out}	27
3.2.4 Capacitor C	27
3.3 INVERSOR MONOFÁSICO CONECTADO À REDE	32
4. MODELAMENTO MATEMÁTICO DA TOPOLOGIA	34
4.1 CIRCUITO EQUIVALENTE A PEQUENOS SINAIS	35
4.2 FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA.....	44
4.3 CIRCUITO EQUIVALENTE E FUNÇÕES TRANSFERÊNCIA COM ARRANJO PV.....	47
5. CONTROLADORES.....	53
5.1 CONTROLE DO ESTÁGIO <i>BOOST</i>	54
5.2 CONTROLE DO ESTÁGIO <i>BUCK</i>	58
6. RESULTADOS	62
7. CONCLUSÕES FINAIS	65

7.1 CONCLUSÕES.....	65
7.2 TRABALHOS FUTUROS.....	66
7.3 TRABALHOS PUBLICADOS EM CONGRESSO INTERNACIONAL	66
REFERÊNCIAS.....	67
APÊNDICE A – Modelo do painel PV para software MATLAB	73
APÊNDICE B – Modelo do painel PV para software PSIM.....	74
APÊNDICE C – Modelo do controlador não linear para PSIM.....	75

1. INTRODUÇÃO

Devido ao constante aumento da demanda de energia elétrica e o aumento na emissão de gases poluentes na atmosfera, intensificou-se a procura por fontes de energia renováveis (FER), tais como a solar e a eólica. Dentre essas, a energia solar tem apresentado maior capacidade de crescimento, pois representou cerca de 77% das novas instalações no mundo em 2015. Segundo relatório da REN21, *Renewable Energy Policy Network for the 21st Century*, a capacidade de produção de energia por meio de painéis solares era de 227 GW naquele ano. (OLIVEIRA et al. 2015; MENESES et al. 2013; BIALASIEWICZ, 2008; BENNER, 1999; REN21, 2015).

Por meio de sistemas fotovoltaicos (*Photovoltaic* - PV), a energia luminosa proveniente do sol é convertida em energia elétrica, que é considerada limpa, ilimitada e livre de ruídos. Além disso, os painéis solares possuem vida útil de até 25 anos, tornando-os uma escolha atrativa e confiável (OLIVEIRA, 2015; LI et al, 2011; SANGWONGWANICH et al., 2017).

Mesmo apresentando vários benefícios, ainda existem alguns empecilhos para a ampla utilização de sistemas PV. No cenário atual, o alto custo inicial de instalação e a baixa eficiência, alcançando valores máximos de 25% dependendo da estrutura adotada, são as principais dificuldades. Ainda, há o fato de que tais sistemas são fortemente influenciados por variações nas condições climáticas do ambiente, como irradiação solar e temperatura (SCHONARDIE, 2011; BRITO et al., 2012; BARRETO, 2014, MASUKO et al, 2013).

Devido a tais barreiras, extrair o máximo de energia possível dos painéis é essencial em sistemas fotovoltaicos. Técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência MPPT - *Maximum Power Point Tracking*, têm sido utilizadas para este fim, garantindo assim o aproveitamento máximo de energia do sistema. As diversas técnicas de MPPT existentes variam em complexidade, número de sensores, custo, implementação entre outros fatores (ESRAM e CHAPMAN, 2007).

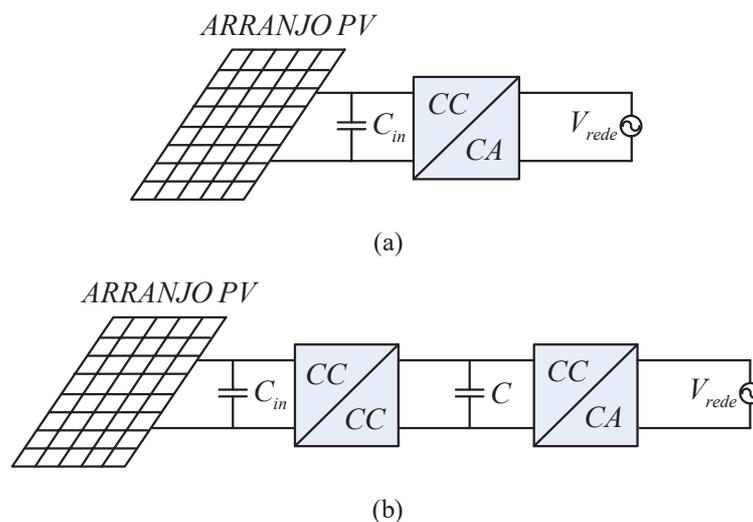
Os sistemas PV podem operar de dois modos distintos, ou seja, o modo *stand-alone* (desconectadas da rede) e o modo conectado à rede elétrica. Os sistemas *stand-alone* alimentam as cargas locais sem nenhuma conexão com a rede elétrica, variando de miliwatts a alguns watts, para dispositivos portáteis, como celulares, calculadoras, pequenos rádios, até dezenas de quilowatts, para sistemas de transporte, grandes edifícios e rádio transmissores. No segundo modo de operação, a energia gerada pelo arranjo PV é toda injetada na rede elétrica. Caso a demanda da carga local seja inferior à produzida pelos painéis, a energia pode ser injetada na

rede elétrica, desde que essa energia não interfira nos padrões de operação da rede (MOHANTY et al., 2016, HÄBERLIN, 2012).

Na maioria das vezes os sistemas PV são divididos em dois tipos, sendo eles o de simples ou duplo estágio de conversão de energia. No sistema de simples estágio, o condicionamento da energia é realizado somente pelo inversor que conecta o arranjo PV com a rede elétrica. Todavia, tal estratégia apresenta a desvantagem de que quanto maior o nível de tensão desejado pela carga, mais painéis solares devem ser adicionados ao arranjo, aumentando o custo de implementação (KJAER et al, 2005). Adicionando um conversor CC-CC entre o arranjo PV e o inversor, obtém-se o sistema de duplo estágio. Em casos que este conversor seja do tipo elevador, é possível obter níveis de tensão mais altos na entrada do inversor, sem a necessidade de adicionar mais painéis PV em série. A Figura 1.1(a) ilustra o sistema PV de simples estágio enquanto a Figura 1.1(b) mostra o de duplo estágio.

Figura 1.1 – Sistemas PV de simples e duplo estágio conectados à rede elétrica.

(a) Conexão de simples estágio; (b) Conexão de duplo estágio.



Fonte: Autoria Própria.

1.1 PROBLEMÁTICA

Várias topologias foram propostas com o intuito de melhorar a conexão arranjo PV-Rede Elétrica (LI e HE, 2011; KJAER et al, 2005; KOURO et al., 2015). Topologias derivadas do conversor *Zeta* e *Cuk* apresentam número reduzido de elementos do circuito e não tem perdas por chaveamento em todas as chaves ao mesmo tempo (SCHEKULIN, 1999).

Todavia as estratégias de controle para controlar a não injeção de componentes CC de corrente na rede são muito complexas. Kasa e Iida, 2002, propuseram um conversor isolado derivado do *Flyback*. Essa topologia tem a grande vantagem de utilizar somente três elementos passivos, mas sua eficiência é baixa devido às perdas no transformador que isola o arranjo fotovoltaico e a rede elétrica.

A utilização dos conversores *Boost* e *Cuk* tem sido mais usual (LI e HE, 2011; ZHANG et. al., 2011, KOURO et. al., 2015; XIAO et. al., 2013; YUAN, et. al., 2010; BRATCU et. al., 2011; DARWISH et. al., 2014; SAFARI e MEKHILEF, 2011; WALKER e SERNIA, 2004; ROMÁN et. al., 2006). Todavia, o primeiro só pode elevar a tensão de saída a um nível maior que a tensão de entrada e não apresenta indutor na saída. O que impossibilita o controle da corrente de saída injetada na rede elétrica antes da etapa CC-CA, acarretando em maiores perdas devido ao chaveamento em alta frequência do inversor. Já o conversor *Cuk* pode elevar e/ou abaixar a tensão de entrada e possui indutores na entrada e saída, possibilitando o controle de ambas correntes. Todavia, este conversor é considerado difícil de controlar quando estratégias de controle clássico são empregadas (KNIGHT et. al., 2006). Além disso, quando este opera no modo corrente, ressonâncias indesejáveis são notadas devido aos elementos de filtragem compostos pelo capacitor e indutores.

1.2 JUSTIFICATIVA

A contribuição deste trabalho se insere na realização de um estudo sobre o conversor CC-CC *Boost-Buck*, de modo a melhorar a interface de conexão entre o arranjo PV e a rede elétrica. Este conversor foi apresentado por *Cuk* (CUK, 1977; CUK e MIDDLEBROOK, 1977) e é capaz de elevar e/ou abaixar o nível da tensão de entrada. Além de possuir as características do conversor *Cuk*, sem a necessidade de utilizar controladores complexos e problemas de ressonância não são usuais.

Trabalhos anteriores relacionados ao tema utilizam estratégias de modulação com apenas dois estados de operação. A proposta de Zhao et al., 2012, apresentou uma refinada análise e implementação para aplicações fotovoltaicas utilizando o conversor *Boost-Buck*, na qual o arranjo PV é conectado à rede elétrica. Todavia, pelo fato deste possuir menos variáveis de controle, as estratégias de controles se tornam mais complexas. Além disso, observa-se que a tensão do capacitor tem um controle deficitário, o que ocasiona um alto *ripple*.

Adicionando mais um estado de operação, ambas as correntes de entrada e saída podem também ser controladas sem perda de qualidade. No entanto, a melhora se dá na tensão

do capacitor, que pode ser completamente controlada, diminuindo o *ripple* e elevando a eficiência da topologia. Por outro lado, a adição deste terceiro estado se apresenta como uma proposta deste trabalho, o qual implica na necessidade de realizar um estudo abrangente que demonstre os comportamentos estático e dinâmico do conversor.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está dividido em 7 capítulos.

No Capítulo 2, os objetivos, geral e específicos, são mostrados.

No Capítulo 3, são apresentadas as etapas do sistema fotovoltaico em estudo, como o modelo de painel fotovoltaico utilizado, o princípio de funcionamento do conversor *Boost-Buck* e o inversor conectado à rede elétrica.

No Capítulo 4, a modelagem matemática da topologia é apresentada. Primeiramente, a modelagem considera o conversor *Boost-Buck* conectado a uma fonte de tensão ideal e carga puramente resistiva. Analisa-se o comportamento do modelo obtido com o circuito físico. A partir da validação da etapa anterior, o arranjo PV e o inversor são adicionados ao modelo matemático, e seu comportamento dinâmico é estudado e validado.

No Capítulo 5, são descritos os sistemas de controle aplicados ao conversor *Boost-Buck*.

No Capítulo 6, são apresentados os resultados de simulação obtidos.

No Capítulo 7, são discutidas as conclusões do trabalho.

2. OBJETIVOS

Os objetivos geral e específico deste trabalho são descritos a seguir.

2.1 OBJETIVO GERAL

Este trabalho tem como objetivo geral estudar, projetar e implementar via simulação computacional um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica por meio de um conversor CC-CC *Boost-Buck* e um inversor de tensão, no qual é responsável por controlar o fluxo de potência entre o arranjo PV e a rede elétrica

2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

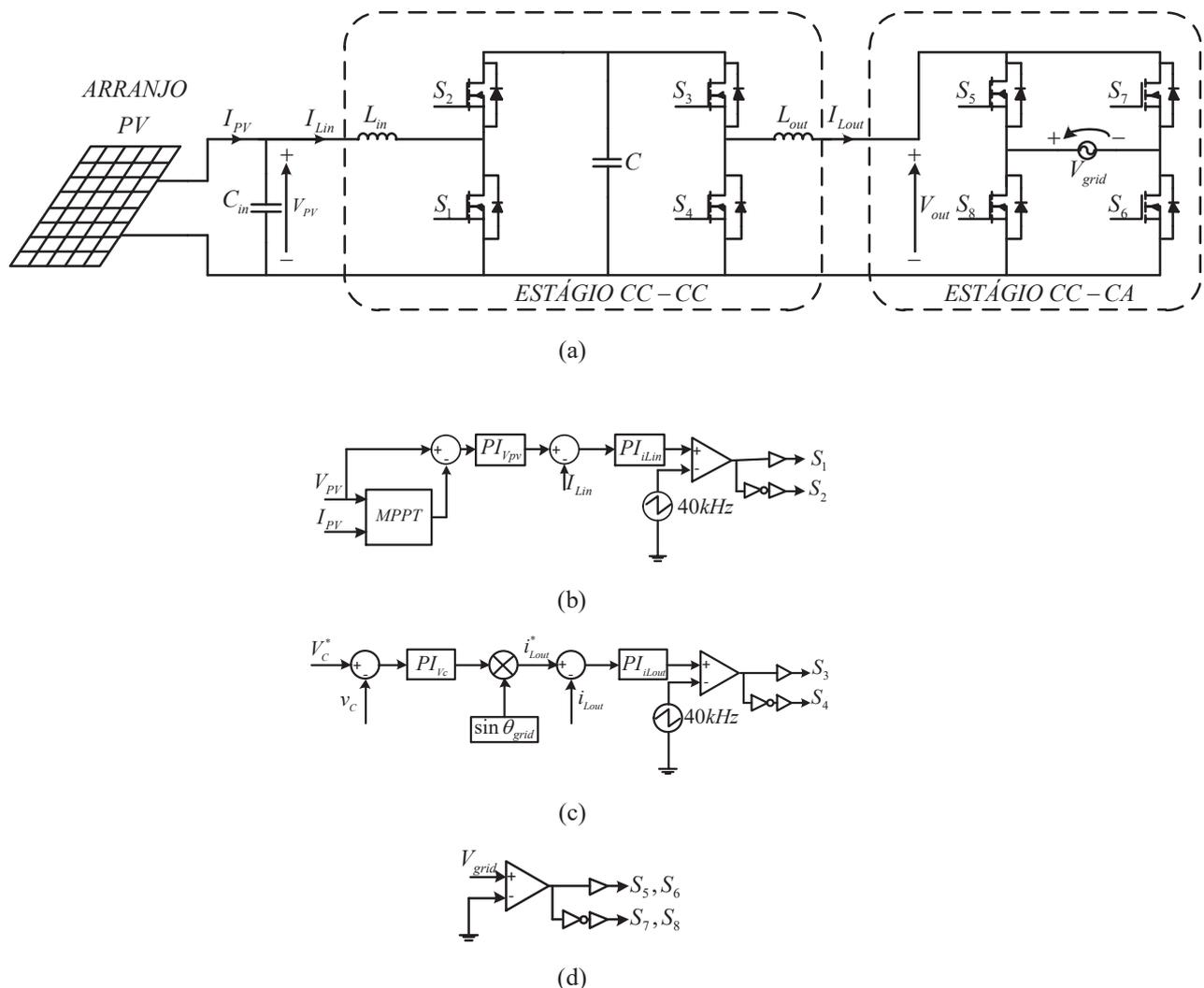
Os objetivos específicos são:

- Estudar o princípio de operação do sistema fotovoltaico;
- Estudar e dimensionar o conversor *Boost-Buck*;
- Estudar e dimensionar o inversor de tensão monofásico que atua como interface de conexão com a rede elétrica;
- Modelar matematicamente os conversores utilizados;
- Projetar os ganhos dos controladores necessários para o funcionamento da topologia;
- Simular computacionalmente o sistema em estudo, de modo a validar o desenvolvimento teórico, bem como avaliar os seus desempenhos estáticos e dinâmicos considerando o sistema conectado à rede elétrica.

3. DESCRIÇÃO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO

O sistema PV proposto nesse trabalho é mostrado na Figura 3.1(a). A topologia é composta de um arranjo fotovoltaico conectado ao conversor *Boost-Buck*, que funciona como uma fonte de corrente, e a um inversor em ponte completa ligado à rede elétrica. O arranjo PV é composto por três *strings* conectadas em paralelo, na qual cada *string* possui 5 painéis ligados em série.

Figura 3.1 – Sistema PV proposto. (a) Estágio de potência; (b) controlador da etapa *Boost*; (c) controlador da etapa *Buck*; (d) controlador do inversor.



Fonte: Autoria Própria.

As chaves de entrada, S_1 e S_2 , do conversor *Boost-Buck* são controladas pelo algoritmo de MPPT perturbe e observe (P&O), enquanto a corrente de saída é controlada pelas

chaves de saída, S_3 e S_4 , usando uma estratégia não linear. O objetivo do controlador da etapa *Buck* é produzir uma corrente de saída com formato senoidal retificado, na qual o cruzamento do ângulo zero esteja em fase com a tensão da rede. Finalmente, a frequência de chaveamento do inversor é igual a frequência da rede, que somente inverte a corrente retificada vinda de L_{out} , resultando em mínimas perdas por chaveamento para o estágio CC-CA.

Nas próximas seções são descritas as etapas de operação do sistema PV, passando pelo painel PV com o respectivo equacionamento matemático da célula, e descrição da técnica de MPPT adotada. Em seguida, a descrição do princípio de funcionamento do conversor *Boost-Buck* é discutida, onde as equações de ganho estático e do projeto dos componentes passivos são deduzidas. Finalmente, o inversor de tensão é apresentado, evidenciando seu modo de operação.

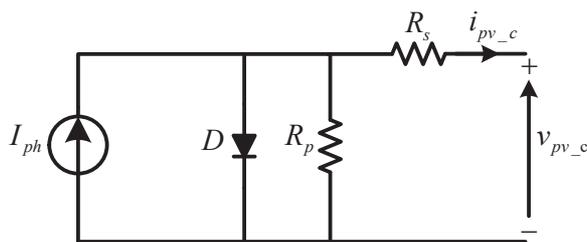
3.1 PAINEL FOTOVOLTAICO

Módulos fotovoltaicos são compostos, em geral, por células PV conectadas em série, geralmente constituídas de duas camadas de semicondutor de silício cristalino, sendo este mono ou policristalino, formando uma junção p-n. O princípio de funcionamento desta tecnologia é o efeito fotoelétrico, no qual fótons de energia igual ou maior que a banda de passagem são excitados, liberando elétrons. Desta forma, a corrente gerada pelo painel, é diretamente proporcional à quantidade de elétrons recebidos. Em outras palavras, quanto mais radiação solar incidir sobre o painel PV, maior será a corrente elétrica resultante (ABU-RUB et al, 2014).

3.1.1 Modelo Elétrico de uma Célula Fotovoltaica

A célula fotovoltaica apresenta características não lineares e são altamente dependentes da radiação solar e temperatura (ADAMO et al., 2010; KISHOR et al., 2010; RAHNAM et al., 2014). O circuito mais simples usado para o estudo de células fotovoltaicas é representado por uma fonte de corrente I_{ph} conectada em paralelo com um diodo D e com um resistor R_p , os quais são ligados em série a uma resistência R_s , como mostrado na Figura 3.2. As grandezas i_{pv_c} e v_{pv_c} são a corrente e tensão produzida pela célula PV.

Figura 3.2 – Modelo elétrico a celular fotovoltaica.



Fonte: Autoria Própria.

O modelo matemático do circuito apresentado na Figura 3.2 é deduzido por (KISHOR et al., 2010). As grandezas i_{pv_c} e I_{ph} , corrente de saturação reversa I_r , corrente de saturação reversa em STC $I_{r(STC)}$, tensão do módulo PV v_{pv_m} , e tensão do módulo PV em circuito aberto V_{oc_m} são mostradas nas equações (1), (2), (3), (4), (5) e (6), respectivamente:

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

$$I_{ph} = [I_{sc} + \alpha(T - T_r)] G / 1000 \quad (2)$$

$$I_r = I_{r(STC)} \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 e^{\left(\frac{q E_g}{\eta k} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right)} \quad (3)$$

$$I_{r(STC)} = \frac{I_{sc} - V_{oc_c} / R_p}{e^{\frac{q V_{oc_c}}{\eta k T_r}} - 1} \quad (4)$$

$$v_{pv_m} = v_{pv_c} N_s \quad (5)$$

$$V_{oc_m} = V_{oc_c} N_s \quad (6)$$

Onde,

G – Irradiação solar, W/m^2 .

q – Carga do elétron, $1.6 \times 10^{-19} C$.

η – Fator de idealidade da junção p-n.

k – Constante de Boltzman, $1.38 \times 10^{-23} J/K$.

T – Temperatura da célula, K .

T_r – Temperatura ambiente, $298K$.

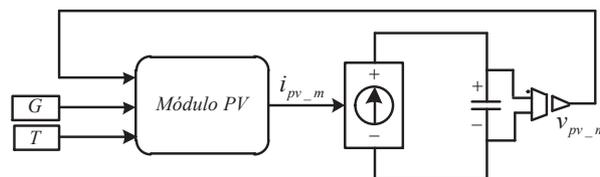
I_{sc} – Corrente de curto circuito, A .

- α – Coeficiente de temperatura de I_{sc} .
- E_g – Energia de banda, $1.1eV$.
- V_{oc_c} – Tensão de circuito aberto da célula PV, V .
- v_{pv_c} – Tensão de saída da célula, V .
- N_s – Número de células.

3.1.2 Modelo Utilizado nas Simulações

Existem vários trabalhos na literatura que abordam modelos para simulação de painel solares (GOW e MANNING, 1999; WALKER, 2001; PATEL e AGARWAL, 2008; CASARO e MARTINS, 2008). Nestes trabalhos, os autores estudam diferentes metodologias de modo a melhorar a interação entre o arranjo PV e os conversores. O caso estudado neste projeto foi baseado no trabalho apresentado por Casaro e Martins (2008), já que possuem um modelo que pode ser aplicado tanto no *software* *MATLAB-SIMULINK* como no *PSIM* diretamente. A Figura 3.3 mostra o diagrama em blocos do modelo, na qual v_{pv_m} é a tensão do módulo, G a irradiação solar e T a temperatura em Kelvin. O código utilizado no módulo PV é apresentado nos apêndices A e B.

Figura 3.3 – Diagrama de blocos do modelo PV.



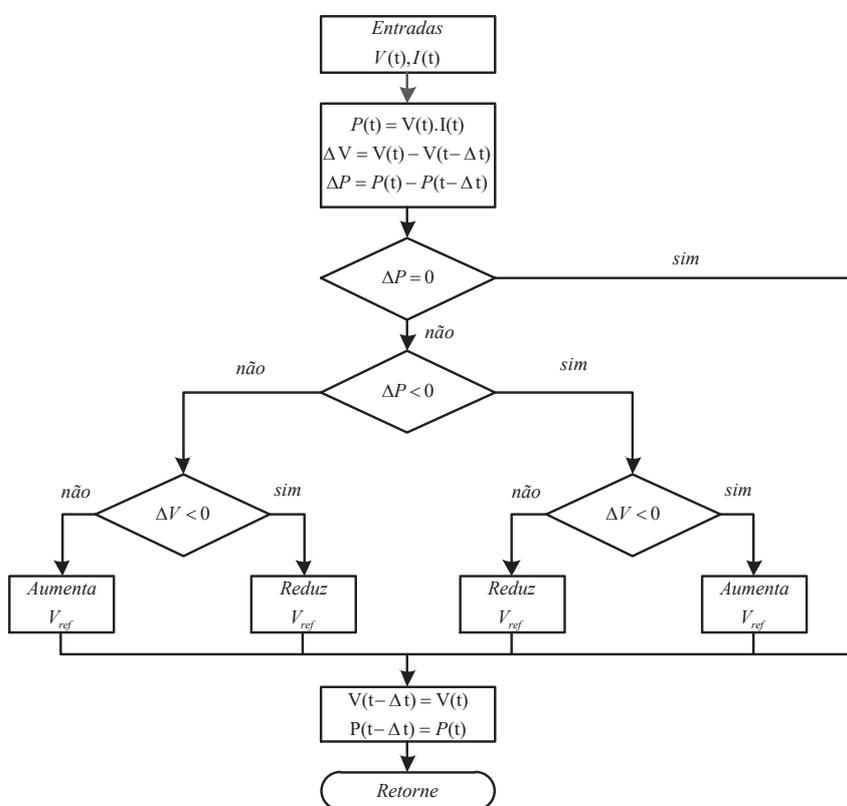
Fonte: Autoria Própria.

3.1.3 Técnica de MPPT

Como estudado por Brito et al (2013), existem várias técnicas de MPPT, tais como perturbe e observe (P&O), ciclo de trabalho fixo, tensão constante, dentre outros. Devido à simplicidade de implementação, precisão e bom fator de rastreamento, a técnica que será utilizada neste trabalho é a P&O.

A ideia por trás dessa técnica é periodicamente incrementar ou decrementar o valor da tensão terminal do painel e comparar a potência obtida com a potência anterior. Se houver aumento na potência, o ponto de operação muda nesse sentido, caso contrário, o ponto de operação muda para a direção oposta (BRITO et al., 2013). Todavia, devido a constante mudança no valor da tensão de saída do painel, o ponto de máxima potência obtido é sempre diferente do real, já que o MPP do algoritmo fica oscilando em torno do ponto real. A Figura 3.4 mostra o fluxograma do algoritmo P&O.

Figura 3.4 – Fluxograma da técnica de MPPT P&O.



Fonte: Autoria Própria.

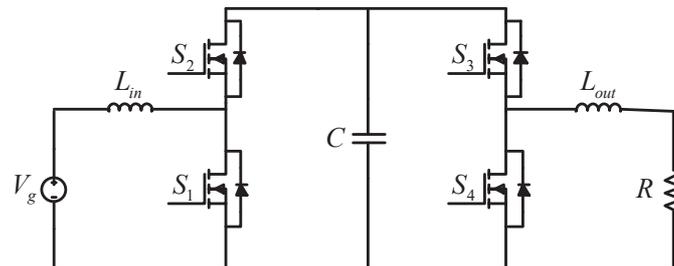
3.2 CONVERSOR CC-CC *BOOST-BUCK*

O conversor *Boost-Buck*, como já mencionado, é um conversor CC-CC elevador e/ou abaixador de tensão, resultante da união de um conversor *Boost* com uma etapa *Buck*. Dependendo do modo de operação das chaves, ele pode apresentar tensão de saída superior ou

inferior à tensão de entrada. A Figura 3.5 ilustra a topologia alimentando uma carga resistiva, que é composta por dois indutores L_{in} e L_{out} e um capacitor C .

O resultado da junção de duas topologias simples é que tanto a entrada quanto a saída deste conversor operam como fonte de corrente, devido a presença dos indutores de filtragem. Em sistemas PV, tal característica é vantajosa, uma vez que o arranjo PV também opera como fonte de corrente.

Figura 3.5 – Topologia *Boost-Buck*.



Fonte: Autoria Própria.

3.2.1 Princípio de Funcionamento em Modo de Condução Contínua

Devido a sua característica construtiva, resultando em quatro chaves, o conversor pode operar com duas estratégias de chaveamento diferentes. Para a perna de entrada, as chaves S_1 e S_2 são controladas pelo ciclo de trabalho de entrada (d_1), já para a perna de saída, as chaves S_3 e S_4 são reguladas pelo ciclo de trabalho de saída (d_2). Quando a estrutura opera com o mesmo ciclo de trabalho para ambas as pernas ($d_1 = d_2$), o conversor apresenta somente dois estados de operação. Por outro lado, quando o conversor opera com ciclos de trabalhos diferentes ($d_1 \neq d_2$), a topologia pode ter até três estados diferentes. Neste trabalho, a estratégia de comutação proposta apresenta ciclos de trabalho diferentes, onde $d_1 > d_2$. Para esta condição, a tensão sobre o capacitor C é mantida constante em um determinado valor. Portanto, os três estados de operação funcionam do seguinte modo em regime estacionário:

Etapa 1: Chaves S_1 e S_3 estão ligadas

O indutor é conectado diretamente a tensão de entrada V_g . Então, a corrente de entrada (i_{Lin}) começa a circular por S_1 . Conseqüentemente a corrente de entrada cresce linearmente no tempo. A energia armazenada no capacitor C alimenta a carga, através da chave S_3 e do indutor L_{out} .

Etapa 2: Chaves S_1 ligada e S_3 desligada

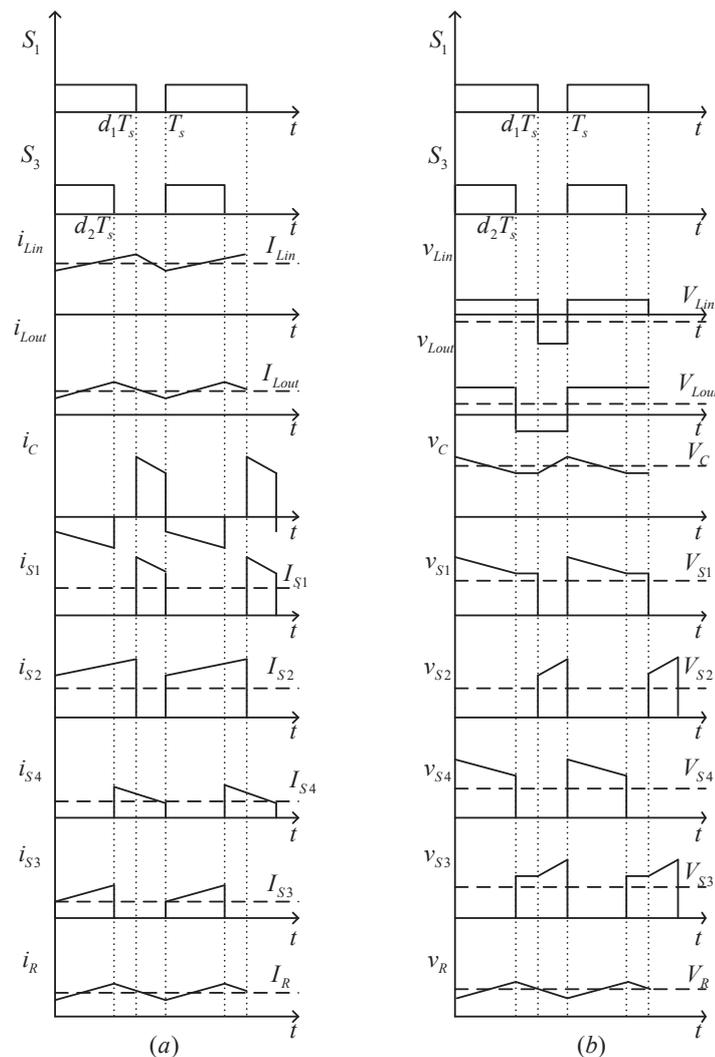
A corrente de entrada continua circulando pelo indutor L_{in} e pela chave S_1 . Como as chaves S_2 e S_3 estão desligadas, a corrente que flui pelo capacitor C se anula neste estado. Portanto, a carga é alimentada somente com a energia magnética armazenada no indutor L_{out} , a qual circula pela chave S_4 .

Etapa 3: S_1 e S_3 estão desligadas

A tensão de entrada está conectada com L_{in} e com o capacitor C por meio da chave S_2 . A energia da fonte de entrada, mais a do indutor de entrada carregam o capacitor C . O indutor de saída L_{out} continua suprindo energia à carga.

A Figura 3.6 apresenta as formas de onda de todos os elementos passivos e ativos do conversor operando com ciclos de trabalho diferentes e fases iguais.

Figura 3.6 – Formas de onda do conversor. (a) Corrente nos elementos; (b) Tensão nos elementos.



Fonte: Autoria Própria.

3.2.2 Cálculo dos ganhos estáticos do conversor *Boost-Buck*

Separando o circuito em estágio *Boost* e etapa *Buck*, e observando a Figura 3.6, pode-se obter as equações de ciclo de trabalho para cada um dos estágios (elevador e abaixador).

3.2.2.1 Etapa *Boost*

Em regime permanente, a cada período de tempo, as formas de onda se repetem. Assim a integral da tensão no indutor L_{in} é zero. Desta forma, matematicamente, obtém-se a equação (7).

$$\int_0^{T_S} v_{Lin} dt = \int_0^{t_{on}} v_{Lin} dt + \int_0^{t_{off}} v_{Lin} dt = 0 \quad (7)$$

Quando a chave está ligada, a tensão no indutor L_{in} é igual à tensão de entrada, já que ele está em curto-circuito. Enquanto com a chave desligada, v_{Lin} é a diferença entre as tensões de entrada e a tensão do capacitor C . Portanto,

$$V_g t_{on} + (V_g - V_C) t_{off} = 0 \quad (8)$$

Além disso, sabendo que,

$$\begin{aligned} T_S &= t_{on} + t_{off} \\ t_{on} &= T_S - t_{off} \end{aligned} \quad (9)$$

Substituindo (9) em (8), tem-se,

$$\begin{aligned} V_g (T_S - t_{off}) + (V_g - V_C) t_{off} &= 0 \\ V_g T_S - V_g t_{off} + V_g t_{off} - V_C t_{off} &= 0 \\ V_g T_S &= V_C t_{off} \end{aligned} \quad (10)$$

Finalmente, sabendo que,

$$t_{off} = (1 - d_1)T_s \quad (11)$$

e substituindo (11) em (10), obtém-se a expressão final para o ganho estático da etapa *Boost*, expressada pela equação (12).

$$\begin{aligned} V_g T_s &= V_C (1 - d_1) T_s \\ \frac{V_C}{V_g} &= \frac{1}{1 - d_1} \end{aligned} \quad (12)$$

Considerando $V_g = 150V$ e $V_C = 500V$, o ciclo de trabalho $d_1 = 0,7$.

3.2.2.2 Etapa *Buck*

Utilizando os mesmos princípios mostrados na etapa anterior, mas com a diferença que para t_{on} a tensão no indutor de saída é a diferença entre a tensão do capacitor C e a tensão na carga, e para t_{off} a tensão v_{Lout} é somente a tensão na carga, obtém-se:

$$(V_C - V_R)t_{on} = V_R t_{off} \quad (13)$$

Sabendo que $t_{off} = T_s - t_{on}$ e substituindo em (13), e manipulando a equação, encontra-se o ciclo de trabalho para o conversor *Buck* mostrado na equação (14).

$$\begin{aligned} (V_C - V_R)t_{on} &= V_R (T_s - t_{on}) \\ V_C t_{on} - V_R t_{on} &= V_R T_s - V_R t_{on} \\ V_C t_{on} &= V_R T_s \\ \frac{V_R}{V_C} &= \frac{t_{on}}{T_s} = d_2 \end{aligned} \quad (14)$$

Todavia, neste trabalho a saída do conversor *Buck* é conectada ao inversor ligado à rede elétrica. Deste modo, a tensão da carga pode ser representada pela tensão da rede

retificada, cujo valor, a cada período de 0 à π rad é igual a $V_R = V_o = 311 \sin(\omega t)$. Para o cálculo do ciclo de trabalho da chave de saída, o pior caso assumido acontece quando a tensão de saída atinge seu pico. Portanto, como mostra a equação (15), o valor de ciclo de trabalho usado para a chave de saída é igual a 0,6.

$$d_{2\max} = \frac{311}{500} = 0,6 \quad (15)$$

3.2.3 Modelagem dos elementos passivos

Realizado os cálculos dos ganhos estáticos do conversor, o próximo passo é a obtenção dos valores dos indutores de entrada e saída, assim como o valor do capacitor no barramento CC. Para tanto, as formas de onda da Figura 3.6 serão mais uma vez utilizadas de modo a facilitar o entendimento bem como os cálculos.

3.2.3.1 Indutor de entrada L_{in}

Partindo da equação fundamental da tensão no indutor e observando na Figura 3.6 que durante $d_1 T_s$, a tensão no indutor é igual à tensão de entrada, é possível chegar na equação da variação de tensão no indutor de entrada L_{in} , mostrada na equação (16).

$$\begin{aligned} L_{in} \frac{di_{Lin}}{dt} &= V_{Lin} \\ L_{in} \frac{\Delta i_{Lin}}{t_{on}} &= V_g \\ L_{in} \frac{\Delta i_{Lin}}{D_1 T_s} &= V_g \\ L_{in} &= \frac{V_g d_1}{F_s \Delta i_{Lin}} \end{aligned} \quad (16)$$

Onde,

Δi_{Lin} – *ripple* de corrente no indutor;

F_s – frequência de chaveamento.

3.2.3.2 Indutor de saída L_{out}

Utilizando o mesmo princípio mostrado anteriormente, com a diferença de que a tensão no indutor no período t_{on} é $V_C - V_O$, encontra-se o valor da indutância de saída, mostrada na equação (17).

$$\begin{aligned}
 L_{out} \frac{di_{L_{out}}}{dt} &= V_{L_{out}} \\
 L_{out} \frac{\Delta i_{L_{out}}}{t_{on}} &= (V_C - V_O) \\
 L_{out} \frac{\Delta i_{L_{out}}}{d_2 T_S} &= (V_C - V_O) \\
 L_{out} &= \frac{(V_C - V_O) d_2}{F_s \Delta i_{L_{out}}}
 \end{aligned} \tag{17}$$

3.2.4 Capacitor C

Se a carga conectada na saída do conversor *Boost-Buck* fosse resistiva, o método convencional de cálculo baseado no princípio de operação deste conversor, na qual tem ciclos de trabalho diferentes, sendo $d_1 > d_2$, poderia ser utilizada. Assim, a variação de tensão no capacitor em termos matemáticos é,

- 0 até $d_2 T_S$ – neste intervalo, as chaves S_2 e S_3 estão fechadas, assim a corrente circulando pelo capacitor é a mesma que a corrente do indutor de saída.

$$\begin{aligned}
 \Delta v_C &= \frac{1}{C} \int_0^{d_2 T_S} i_C dt \\
 \Delta v_C &= \frac{1}{C} (i_C d_2 T_S) \\
 \Delta v_C &= \frac{I_{L_{out}} d_2}{C F_s}
 \end{aligned} \tag{18}$$

- d_2T_s até d_1T_s - a corrente circulando no capacitor é 0, já que a chave S_2 está fechada e S_3 está aberta.

$$\Delta v_C = \frac{1}{C} \int_{d_2T_s}^{d_1T_s} i_c dt \quad (19)$$

$$\Delta v_C = 0$$

- d_1T_s até T_s - Ambas as chaves estão abertas, fazendo a corrente de entrada circular pelo capacitor.

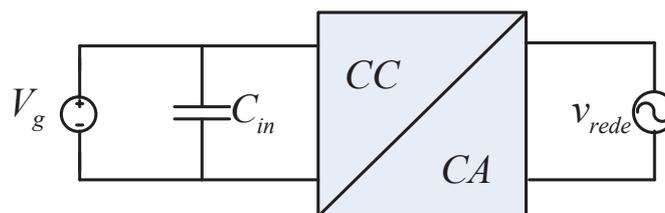
$$\Delta v_C = \frac{1}{C} \int_{d_1T_s}^{T_s} i_C dt$$

$$\Delta v_C = \frac{1}{C} (i_C T_s - i_C d_1 T_s) \quad (20)$$

$$\Delta v_C = \frac{(I_{Lin} - I_{Lin} d_1)}{C F_s}$$

Todavia, a saída do conversor está conectada à rede elétrica, portanto o método apresentado acima não pode ser utilizado, uma vez que desconsidera a influência da frequência da rede. Assim uma estratégia de projeto diferente é necessária. A metodologia usada, para o conversor ligado à rede elétrica, no projeto do valor do capacitor será baseada na igualdade das potências, de entrada e saída. Para o desenvolvimento das equações será utilizado o exemplo de uma topologia de simples estágio conectada à rede elétrica, já que o capacitor C_{in} , mostrada na Figura 3.7, exerce a mesma função que o capacitor C da topologia *Boost-Buck*.

Figura 3.7 – Topologia de simples estágio.

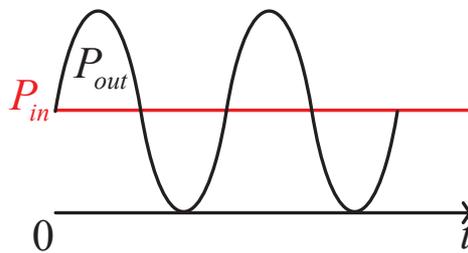


Fonte: Autoria Própria.

As formas de onda da potência de entrada e de saída são mostradas na Figura 3.8. Como a potência de saída varia no tempo, topologias de simples estágio necessitam de componentes armazenadores para manter a diferença instantânea de energia entre a entrada e a saída igual a zero.

Segundo a norma IEEE std. 1547 de 2003, arranjos fotovoltaicos conectados à rede devem ter fator de potência unitário, isso significa que tanto a corrente injetada na rede quanto a tensão da rede devem ter a mesma fase. Portanto, a potência injetada na rede pode ser escrita como mostrado na equação (21).

Figura 3.8 – Balanço de potência



Fonte: Autoria Própria.

$$p_{out}(t) = v_o(t) \cdot i_o(t) \quad (21)$$

A corrente média da saída pode ser calculada utilizando a potência de entrada fornecida pelos painéis solares. Assim, a equação (21) torna-se:

$$p_{out}(t) = \sqrt{2}V_{rede} \cdot \text{sen}(\omega_{rede} \cdot t) \cdot \sqrt{2} \frac{P_{in}}{V_{rede}} \cdot \text{sen}(\omega_{rede} \cdot t) \quad (22)$$

Onde, $p_{out}(t)$ é a potência instantânea da saída, P_{in} é a potência gerada pelo arranjo PV e V_{rede} é o valor RMS da rede. Reescrevendo a equação (22), obtém-se (23).

$$p_{out}(t) = 2P_{in} \cdot \text{sen}^2(\omega_{rede} \cdot t) \quad (23)$$

Utilizando a propriedade trigonométrica $\sin^2 x = \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos 2x)$ e substituindo em (23), tem-se a potência de saída, mostrada pela equação (24).

$$p_{out}(t) = P_{in} - P_{in} \cos(2\omega_{rede} \cdot t) \quad (24)$$

Integrando (24) é possível calcular a energia armazenada pelo capacitor. Então,

$$\frac{1}{2} C \cdot (V_{C_{max}}^2 - V_{C_{min}}^2) = \int (p_{out}(t) - P_{in}) dt \quad (25)$$

O capacitor deve ser projetado para a condição mais crítica. Além disso, $V_{C_{max}}^2 = \left(V_C + \frac{\Delta V_C}{2}\right)^2$ e $V_{C_{min}}^2 = \left(V_C - \frac{\Delta V_C}{2}\right)^2$, substituindo esses valores em (25) e isolando C , encontra-se a expressão usada para projetar o valor do capacitor do conversor *Boost-Buck*, mostrada na equação (26).

$$C = \frac{P_{in}}{\omega_{rede} V_C \Delta v_C} \quad (26)$$

3.2.4 Projeto dos elementos passivos

Uma vez que a modelagem dos elementos passivos foi realizada, é possível calcular os valores de cada componente de modo que a topologia opere de modo desejado. Neste trabalho, o sistema PV será considerado ideal, ou seja, sem perdas, e como já mencionado na Seção 3, o arranjo PV é composto por três *strings* conectadas em paralelo, na qual cada *string* possui 5 painéis ligados em série. Deste modo, a tensão e a corrente fornecidas pelo arranjo no ponto de MPP é igual a, aproximadamente, 150 V e 23.5 A. Assim, a potência de entrada do sistema é aproximadamente 3500 W. Ainda, a frequência de chaveamento do sistema é igual a 40kHz.

Para o indutor de entrada L_{in} , assumiu-se que a variação da corrente deve ser igual a 10% do valor total da corrente de entrada. Portanto:

$$L_{in} = \frac{150.0,7}{40 \times 10^3 \cdot 0,1.23,5} \approx 1mH \quad (27)$$

Para o indutor de saída L_{out} , calculou-se primeiro o valor da corrente de saída máxima, mostrada na equação (28).

$$\begin{aligned} P_{IN} &= P_{OUT} \\ V_{in} I_{in} &= V_o I_o \\ I_o &= \frac{V_{in} I_{in}}{V_o} \\ I_o &= \frac{150.23,5}{311} = 11,35A \end{aligned} \quad (28)$$

Substituindo o valor de I_o em (17) e assumindo uma variação de 12% é possível calcular o valor do indutor de saída cujo valor é mostrado abaixo.

$$\begin{aligned} L_{out} &= \frac{(500 - 311)0,6}{40 \times 10^3 \cdot 0,12.11,35} \\ L_{out} &= 2,08mH \end{aligned} \quad (29)$$

Todavia, neste trabalho será assumido o valor de 2 mH, pois tal indutância será capaz de satisfazer as necessidades de projeto.

Finalmente, para o capacitor do barramento CC, substituindo os valores na equação (26) e assumindo *ripple* igual a 20V, tem-se

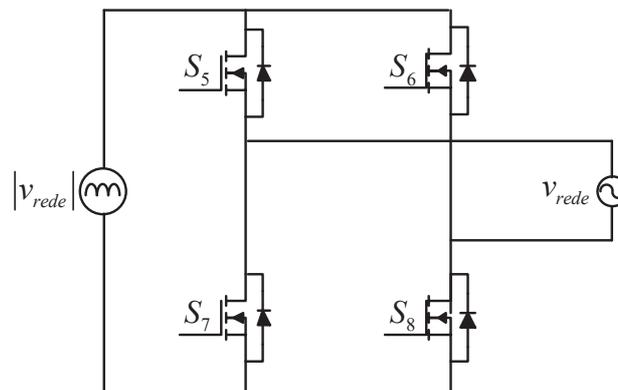
$$C = \frac{3500}{2\pi \cdot 60 \cdot 500 \cdot 20} = 928\mu F \quad (30)$$

Como o valor calculado é pouco usual, a capacitância adotada foi de 1 mF.

3.3 INVERSOR MONOFÁSICO CONECTADO À REDE

Entre as inúmeras possibilidades de inversores ligados à rede como o VSI (*voltage source inverter*), CSI (*current source inverter*) e ZSI (*Z-source inverter*), a que será utilizada nesse trabalho será o inversor VSI, onde a topologia é mostrada na Figura 3.9. A corrente de entrada do inversor já está modulada, tendo um comportamento senoidal retificado. Assim, sua função é simplesmente recriar a forma de onda senoidal na saída (KJAER et.al., 2005). Essa topologia será chaveada na mesma frequência da rede, já que a corrente de entrada no inversor já está modulada. Devido à baixa frequência de chaveamento do inversor, a eficiência do mesmo é elevada, pois as perdas por chaveamento são baixas.

Figura 3.9 – Inversor utilizado.



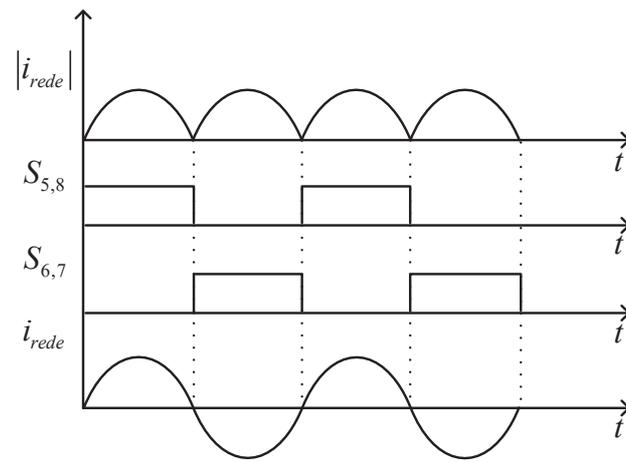
Fonte: Autoria Própria.

O princípio de funcionamento do inversor mostrado na figura acima é descrito a seguir:

Etapa 1: Durante a primeira etapa, as chaves S_5 e S_8 estão conduzindo, enquanto S_6 e S_7 estão abertas.

Etapa 2: Durante a segunda etapa, as chaves S_6 e S_7 estão conduzindo, enquanto S_5 e S_8 estão abertas.

A Figura 3.10 ilustra as formas de onda da entrada, chaves e saída.

Figura 3.10 – Formas de onda do inversor utilizado.**Fonte: Autoria Própria.**

4. MODELAMENTO MATEMÁTICO DA TOPOLOGIA

Para projetar os controladores apropriadamente, faz-se necessário entender o comportamento dinâmico do conversor *CC-CC Boost-Buck*. A modelagem matemática do sistema recria o comportamento do mesmo por meio de equações desenvolvidas para um específico ponto de operação, adicionando pequenas perturbações nas equações originais de corrente e tensão dos elementos passivos do conversor (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Segundo Severns e Bloom (1985), o qual se baseou em um conversor *Buck*, seis passos são necessários para desenvolver um modelo matemático de conversores *CC-CC*:

1. Desenhar o circuito linear equivalente para cada estado do conversor. No caso de modo de condução contínua (MCC), existem dois estados, relacionados com a posição da chave;
2. Escrever as equações dos circuitos obtidos em cada etapa do passo um em formato de variáveis de estado;
3. Utilizar o ciclo de trabalho das chaves como fator de balanceamento e combinar os dois estados de equações em somente uma;
4. Perturbar as equações obtidas no passo 3, resultando em termos *CC* e de pequenos sinais, eliminando qualquer produto não linear;
5. Transformar as equações a pequenos sinais obtidas no passo 4 em equações no domínio da frequência;
6. Desenhar o circuito equivalente do modelo matemático formado pelo conjunto de equações obtidas nos passos anteriores.

A modelagem do sistema em estudo será dividida em etapas. Primeiramente, o conversor *Boost-Buck* será modelado como um conversor *CC-CC* com carga puramente resistiva. Desta forma, serão obtidas as equações médias de corrente de entrada e saída, bem como a tensão no capacitor *C*. Essas equações serão simuladas no software *MATLAB-SIMULINK* e comparadas com as formas de onda obtidas pelo circuito simulado no software *PSIM*.

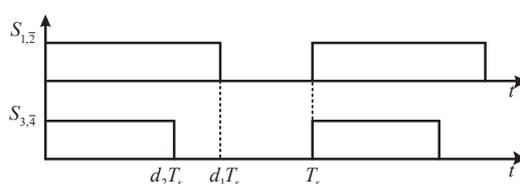
Em seguida, com as equações médias obtidas, é possível manipulá-las matematicamente de modo a se obter as equações *CC* e *CA* do modelo a pequenos sinais. Nas equações *CA*, existe uma perturbação que será somada com o ciclo de trabalho das chaves, e as respostas do modelo à essas perturbações serão comparadas com as obtidas no circuito.

Tendo o modelo a pequenos sinais validado para a condição explicada anteriormente, é possível adicionar os outros estágios do sistema PV.

4.1 CIRCUITO EQUIVALENTE A PEQUENOS SINAIS

Como visto anteriormente, o conversor *Boost-Buck* é representado por quatro chaves ativas, ou seja, a etapa *Boost* operando como elevador de tensão e a etapa *Buck* como abaixador de tensão. Deste modo, ao invés de apresentar somente dois estados, essa topologia apresenta até três estados, uma vez que diferenças entre as fases dos ciclos de trabalho são desconsideradas. A seguir, a modelagem a pequenos sinais do conversor será apresentada, para um devido ponto de operação. Em tal ponto de operação, o conversor apresenta três estados, os quais serão usados para a modelagem do conversor. O caso escolhido é ilustrado pela forma de onda mostrada na Figura 4.1, na qual a chave S_1 apresenta um ciclo de trabalho maior que S_3 .

Figura 4.1 – Princípio de operação das chaves para o ponto de operação escolhido.

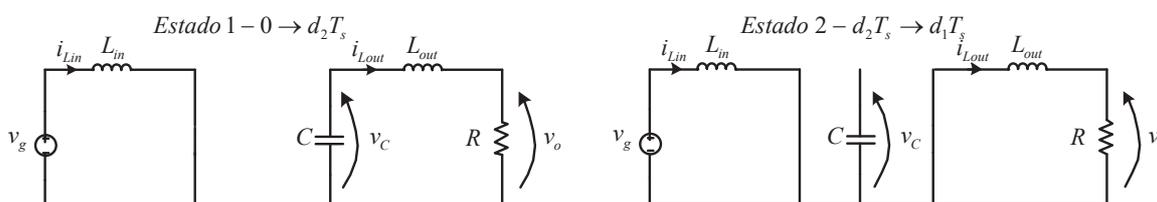


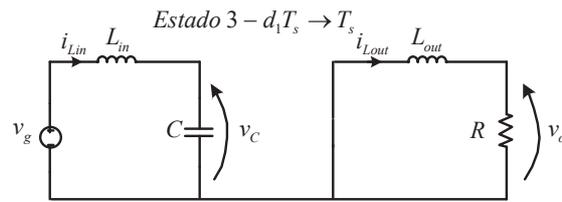
Fonte: Autoria Própria.

Após a seleção do ponto de operação do conversor, pode-se iniciar os passos para obter o modelo a pequenos sinais do mesmo.

Passo 1 - Desenhar o circuito linear equivalente para cada estado do conversor. No caso de CCM, existem 3 estados, relacionados com a posição da chave

Figura 4.2 – Estados do conversor *Boost-Buck*.





Fonte: Autoria Própria.

Quando a topologia opera no estado 1, tem-se para os componentes na entrada do conversor

$$\frac{t_{1entrada}}{T_s} = d_1 \quad (31)$$

Para os elementos na etapa de saída,

$$\frac{t_{1saida}}{T_s} = d_2 \quad (32)$$

Para o estado 2,

$$\frac{t_{2entrada}}{T_s} = d_1 \quad (33)$$

$$\frac{t_{2saida}}{T_s} = (1 - d_2) \quad (34)$$

Para o estado 3,

$$\frac{t_{3entrada}}{T_s} = (1 - d_1) \quad (35)$$

$$\frac{t_{3saida}}{T_s} = (1 - d_2) \quad (36)$$

Passo 2 - Escrever as equações dos circuitos obtidos em cada estado do passo 1 em formato de variáveis de estado, como mostrado abaixo.

$$\begin{aligned}
\dot{y} &= A_{12}y + A_{13}w + b_1v_{in} \\
\dot{z} &= A_{22}y + A_{23}w + b_2v_{in} \\
\dot{w} &= A_{32}y + A_{33}w + b_3v_{in} \\
z &= C_1x + C_2y + C_3w
\end{aligned} \tag{37}$$

Estado 1

$$L_{in} \frac{di_{Lin}}{dt} = v_g \tag{38}$$

$$L_{out} \frac{di_{Lout}}{dt} = v_C - v_o \tag{39}$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = -i_{Lout} \tag{40}$$

$$v_o = i_{Lout}R \tag{41}$$

$$i_g = i_{Lin} \tag{42}$$

Estado 2

$$L_{in} \frac{di_{Lin}}{dt} = v_g \tag{43}$$

$$L_{out} \frac{di_{Lout}}{dt} = -v_o \tag{44}$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = 0 \tag{45}$$

$$v_o = i_{Lout}R \tag{46}$$

$$i_g = i_{Lin} \tag{47}$$

Estado 3

$$L_{in} \frac{di_{Lin}}{dt} = v_g - v_C \tag{48}$$

$$L_{out} \frac{di_{Lout}}{dt} = -v_o \tag{49}$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_{Lin} \tag{50}$$

$$v_o = i_{Lout}R \tag{51}$$

$$i_g = i_{Lin} \quad (52)$$

Note que a corrente de entrada e a tensão de saída foram incluídas. Tais magnitudes serão utilizadas para o modelo final do circuito. Devido ao fato de ser muito trabalhoso manipular as equações da maneira como descrita no passo 2, os intervalos de tempo são adicionados como mostrado no passo 3.

Passo 3 - Utilizar o ciclo de trabalho das chaves como fator de balanceamento e combinar os três estados de equações em somente uma.

Adicionando os ciclos e trabalho como um fator de balanceamento, obtém-se o modelo médio do conversor *Boost-Buck*, como mostrado nas equações (53) a (57).

$$L_{in} \frac{di_{Lin}}{dt} = v_g - v_C (d_1 - 1) \quad (53)$$

$$L_{out} \frac{di_{Lout}}{dt} = v_C d_2 - v_o \quad (54)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_{Lin} (1 - d_1) - i_{Lout} d_2 \quad (55)$$

$$v_o = i_{Lout} R \quad (56)$$

$$i_g = i_{Lin} \quad (57)$$

Passo 4 - Perturbar as equações obtidas no passo 3, resultando em termos CC e de pequenos sinais, eliminando qualquer produto não linear.

Para resolver as equações médias dos estados, que são não lineares, é necessário perturbar o sistema. Isto é feito adicionando termos CA, que são muito menores que os termos CC, nas entradas e saídas do conversor, como mostrado pelas equações abaixo.

$$v_g = V_g + \hat{v}_g \quad (58)$$

$$v_C = V_C + \hat{v}_C \quad (59)$$

$$v_o = V_o + \hat{v}_o \quad (60)$$

$$i_{Lin} = I_{Lin} + \hat{i}_{Lin} \quad (61)$$

$$i_{Lout} = I_{Lout} + \widehat{v}_{Lout} \quad (62)$$

$$i_{in} = I_{in} + \widehat{v}_{in} \quad (63)$$

$$d_1 = D_1 + \widehat{u}_1 \quad (64)$$

$$d_2 = D_2 + \widehat{u}_2 \quad (65)$$

Onde V_g , V_C , V_o , I_{Lin} , I_{Lout} , I_{in} , D_1 e D_2 são as variáveis CC, enquanto \widehat{v}_g , \widehat{v}_C , \widehat{v}_o , \widehat{v}_{Lin} , \widehat{v}_{Lout} , \widehat{v}_{in} , \widehat{u}_1 e \widehat{u}_2 são as variáveis CA do circuito. As suposições a pequenos sinais implicam que:

$$\frac{\widehat{v}_g}{V_g} \ll 1 \quad (66)$$

$$\frac{\widehat{v}_C}{V_C} \ll 1 \quad (67)$$

$$\frac{\widehat{v}_o}{V_o} \ll 1 \quad (68)$$

$$\frac{\widehat{v}_{Lin}}{I_{Lin}} \ll 1 \quad (69)$$

$$\frac{\widehat{v}_{Lout}}{I_{Lout}} \ll 1 \quad (70)$$

$$\frac{\widehat{v}_{in}}{I_{in}} \ll 1 \quad (71)$$

$$\frac{\widehat{u}_1}{D_1} \ll 1 \quad (72)$$

$$\frac{\widehat{u}_2}{D_2} \ll 1 \quad (73)$$

Substituindo as equações (58) à (65) nas equações (53) a (57) e separando os termos CC dos CA, tem-se:

Termos CC:

$$0 = V_g + D_1 V_C - V_C \quad (74)$$

$$0 = V_C D_2 - V_o \quad (75)$$

$$0 = D_1' I_{Lin} - I_{Lout} D_2 \quad (76)$$

$$V_o = I_{Lout} R \quad (77)$$

$$I_g = I_{Lin} \quad (78)$$

Termos CA:

$$L_{in} \frac{d\hat{v}_{Lin}}{dt} = \hat{v}_g - D_1 \hat{v}_C - \hat{v}_C \quad (79)$$

$$L_{out} \frac{d\hat{v}_{Lout}}{dt} = D_2 \hat{v}_C - \hat{v}_C - \hat{v}_o \quad (80)$$

$$C \frac{d\hat{v}_C}{dt} = \hat{v}_{Lin} \alpha_1 - \hat{v}_{Lin} \alpha_1 - \hat{v}_{Lout} \alpha_2 - \hat{v}_{Lout} \alpha_2 \quad (81)$$

$$\hat{v}_o = \hat{v}_{Lout} \quad (82)$$

$$\hat{v}_g = \hat{v}_{Lin} \quad (83)$$

Com todas as equações obtidas, é possível construir um circuito a pequenos sinais equivalente. Uma maneira de fazê-lo, é desenhando um circuito equivalente para cada expressão. A equação (79) representa a tensão no indutor de entrada, representada como L_{in} no modelo a pequenos sinais. Ainda, a mesma equação contém o termo \hat{v}_g , que é desenhada como uma fonte de tensão independente. O termo $D_1 \hat{v}_C$ é uma fonte de tensão dependente e o termo \hat{v}_C , que é controlado pelo variável de controle \hat{u}_1 , é representado por uma fonte de tensão independente. O modelo de circuito a pequenos sinais para a tensão do indutor de entrada é ilustrado na Figura 4.3(a).

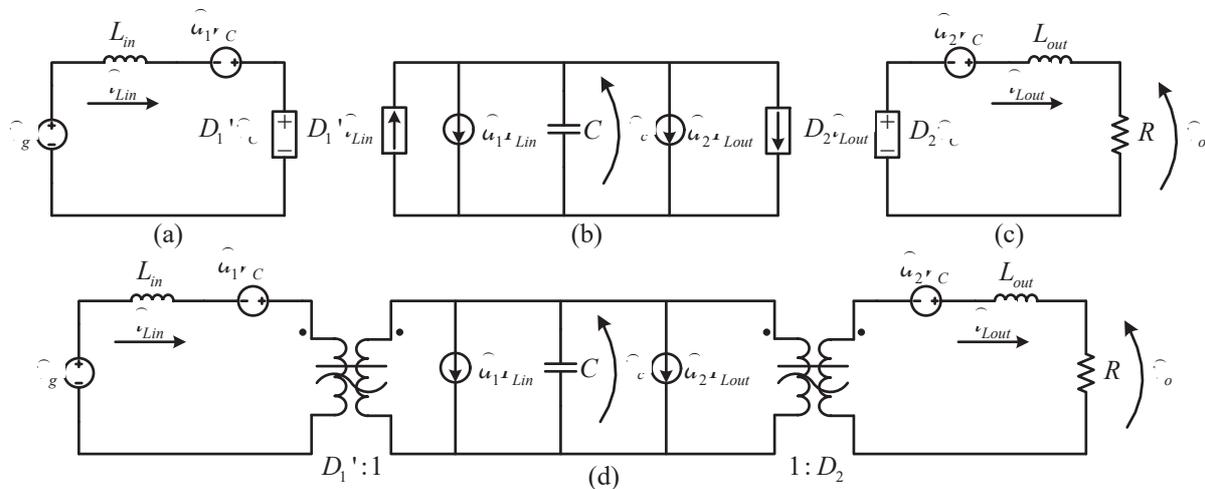
A equação (80) se refere a tensão do indutor de saída (L_{out}) do modelo matemático. No diagrama esquemático do circuito resultante mostrado na Figura 4.3(c), $D_2 \hat{v}_C$ é desenhado

como uma fonte de tensão dependente, \hat{u}_{2rC} como uma fonte de tensão independente e \hat{r}_o como um resistor..

Por último, a equação (81) descreve o comportamento da corrente que flui pelo capacitor C , que no circuito Figura 4.3(b) é representado pelo próprio capacitor. O circuito contém duas fontes de corrente dependentes, $\hat{i}_{Lin \rightarrow 1}$ e $\hat{i}_{Lout \rightarrow 2}$, e duas fontes de corrente independentes $I_{Lin} \hat{u}_1$ e $I_{Lout} \hat{u}_2$. A Figura 4.3(b) mostra circuito a pequenos sinais para o capacitor.

Finalmente, o circuito mostrado na Figura 4.3(d) representa o circuito equivalente a pequenos sinais completo do conversor *Boost-Buck* para a sequência de chaveamento proposta. Os transformadores ideais são a combinação entre as fontes dependentes de tensão e corrente, na qual a razão entre primário e secundário é relacionada aos ciclos de trabalho.

Figura 4.3 – Circuito equivalente a pequenos sinais do conversor *Boost-Buck*. (a) Tensão no indutor de entrada; (b) Corrente no capacitor; (c) Tensão no indutor de saída; (d) Modelo completo.



Fonte: Autoria Própria.

Após a obtenção do circuito equivalente e das equações a pequenos sinais, faz-se necessário validar o modelo. O processo de validação é essencial para qualquer modelo matemático, pois com ele é possível concluir com 100% de certeza que as equações obtidas se comportam como o esperado. Deste modo, a resposta temporal comparando as equações CC e CA com o circuito equivalente foi proposta. O modelo matemático foi simulado usando o

software *MATLAB-SIMULINK*, enquanto o circuito foi simulado no *PSIM*. Os parâmetros usados na simulação são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros de Simulação

Tensão de entrada	$V_g = 150V$
Indutância de entrada	$L_{in} = 1mH$
Indutância de saída	$L_{out} = 2mH$
Capacitância	$C = 10\mu F$
Resistência de Carga	$R = 25\Omega$
Ciclo de trabalho perna de entrada	$D_1 = 0.7$
Ciclo de trabalho perna de saída	$D_2 = 0.6$
Frequência de chaveamento	$F_s = 40kHz$

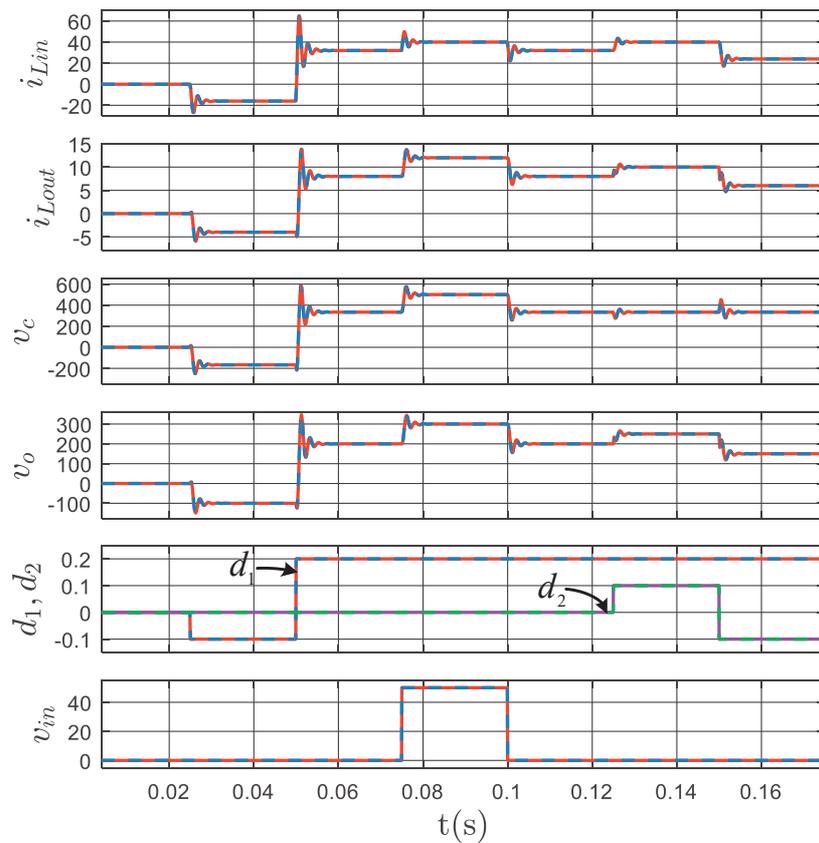
Observando os valores da Tabela 4.1, percebe-se que a capacitância utilizada difere da calculada na equação (30). Essa diferença se deve ao fato de que quando o conversor é ligado a uma carga resistiva, um valor alto de capacitância causará oscilações indesejáveis quando o sistema sofre perturbações nos ciclos de trabalho ou na tensão de entrada. Deste modo, utilizando os parâmetros da Tabela 4.1, o circuito equivalente a pequenos sinais, Figura 4.3(d), foi simulado e comparado com os termos CC e CA, referentes às equações (74) a (83). A simulação foi realizada com três perturbações diferentes, uma para cada par de chaves e outra para a tensão de entrada, como segue:

- 1) A tensão de entrada a pequenos sinais \hat{v}_g começa com valor igual a 0V.
- 2) Em $t = 0.025s$: degrau negativo em \hat{u}_1 igual a 0.1.
- 3) Em $t = 0.05s$: degrau positivo em \hat{u}_1 igual a 0.3.
- 4) Em $t = 0.075s$: degrau positivo em \hat{v}_g igual a 50V.
- 5) Em $t = 0.1s$: degrau negativo em \hat{v}_g igual a 50V.
- 6) Em $t = 0.125s$: degrau positivo em \hat{u}_2 igual a 0.1.
- 7) Em $t = 0.15s$: degrau negativo em \hat{u}_2 igual a 0.2.

Na Figura 4.4, a comparação entre o modelo matemático e o circuito a pequenos sinais equivalente é mostrada. Esta figura apresenta o comportamento do sistema quando o mesmo sofre perturbações, de modo a melhor compreender a dinâmica da topologia. Observando a figura, é notável que as correntes de entrada e saída mais a tensão de saída são

dependentes de todas as variáveis de entrada. A corrente de entrada é mais afetada pelas variações no ciclo de trabalho de entrada, devido as influencias no tempo de carga do indutor de entrada, conseqüentemente afetando o nível de tensão do capacitor. O mesmo vale para a corrente de saída.

Figura 4.4 – Termos CC-CA a pequenos sinais x circuito equivalente com perturbações nas chaves. As formas de onda em vermelho e azul representam as perturbações nas chaves de entrada, enquanto em verde e roxo representam a chave de saída.



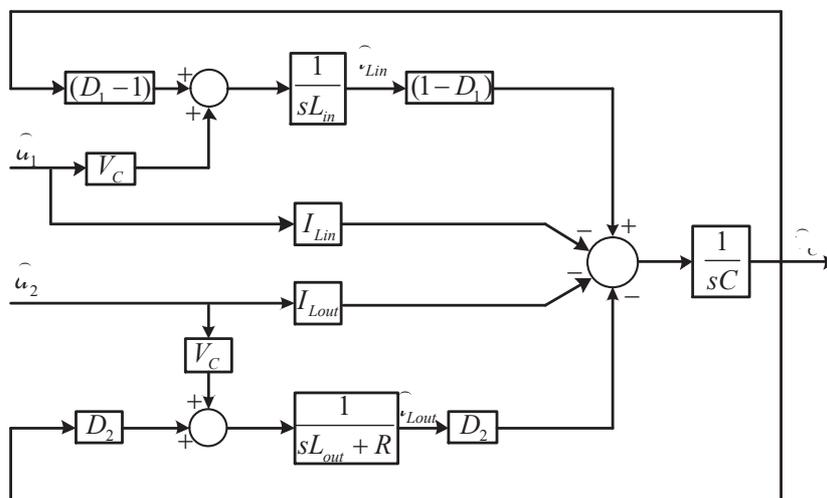
Fonte: Autoria Própria.

Observando a figura acima, é possível afirmar que todas as variáveis apresentadas têm a mesma resposta, validando o modelo a pequenos sinais proposto.

4.2 FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

Após obter e validar o circuito equivalente e as equações a pequenos sinais, as funções de transferências do conversor *Boost-Buck* podem ser calculadas. Para obtê-las, a perturbação na tensão de entrada foi considerada nula, e somente a perturbações nos ciclos de trabalho foram considerados. Ainda, para simplificar o processo de obtenção, um diagrama em blocos contendo todas as equações a pequenos sinais foi desenvolvido. A Figura 4.5 mostra o diagrama.

Figura 4.5 – Diagrama em blocos das equações a pequenos sinais.



Fonte: Autoria Própria.

Observando a Figura 4.5, percebe-se que o conversor possui três variáveis a serem controladas, \hat{i}_{Lin} , \hat{i}_{Lout} , \hat{u}_C e duas entradas de controle \hat{u}_1 e \hat{u}_2 . Portanto, seis funções transferências podem ser obtidas. No entanto, este trabalho propõe o controle da corrente de entrada pelas chaves de entrada, S_1 e S_2 , e a corrente de saída pela chaves de saída, S_3 e S_4 , as funções que relaciona \hat{i}_{Lin} com \hat{u}_2 e \hat{i}_{Lout} com \hat{u}_1 não serão apresentadas. Assim, considerando \hat{u}_1 ou \hat{u}_2 igual a zero, o diagrama de blocos resulta em quatro funções de transferências possíveis apresentadas nas equações (84) a (87).

$$\frac{\widehat{v}_1}{\widehat{u}_1} = \frac{a_1 s^2 + a_2 s + a_3}{b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4} \quad (84)$$

$$\frac{\widehat{v}_1}{\widehat{u}_2} = \frac{a_4 s^2 - a_5 s + a_6}{b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4} \quad (85)$$

$$\frac{\widehat{v}_2}{\widehat{u}_1} = \frac{a_7 s^2 + a_8 s - a_9}{b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4} \quad (86)$$

$$\frac{\widehat{v}_2}{\widehat{u}_2} = \frac{a_{10} s^2 + a_{11} s}{b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4} \quad (87)$$

Onde,

$$a_1 = CL_{out}V_C$$

$$a_3 = V_C D_2^2 + I_{Lin} R (1 - D_1)$$

$$a_5 = L_{in} I_{Lout} D_2$$

$$a_7 = L_{in} L_{out} I_{Lin}$$

$$a_9 = V_C R (1 - D_1)$$

$$a_{11} = L_{in} V_C D_2 + L_{in} I_{Lout} R$$

$$b_2 = CL_{in} R$$

$$b_4 = R(1 - D_1)^2$$

$$a_2 = L_{out} I_{Lin} + CRV_C - D_1 L_{out} I_{Lin}$$

$$a_4 = CL_{in} V_C$$

$$a_6 = V_C (1 - D_1)^2$$

$$a_8 = L_{in} I_{Lin} R - L_{out} V_C (1 - D_1)$$

$$a_{10} = L_{in} L_{out} I_{Lout}$$

$$b_1 = CL_{in} L_{out}$$

$$b_3 = L_{out} (1 - D_1)^2 + L_{in} D_2^2$$

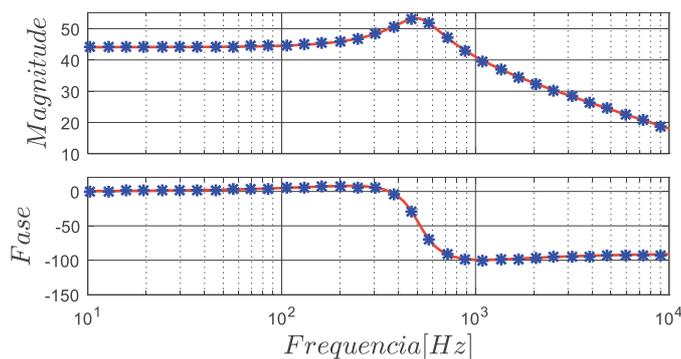
Avaliando a tensão do capacitor C na Figura 4.4, nota-se que, quando todo o sistema está em malha aberta, ela não é dependente do ciclo de trabalho de saída. Além disso, como é mostrado na função de transferência (87), a tensão em C possui um zero na origem. Portanto, para manter o fluxo de potência constante, a tensão do capacitor deve ser mantida fixa. Tal conclusão é essencial quando estratégias de controle são usadas, já que mostra que a tensão do capacitor do barramento CC pode ser controlada somente pelas chaves de entrada, S_1 e S_2 , quando não há nenhuma estratégia de controle aplicada na corrente de entrada.

Para o caso estudado neste trabalho, a tensão do capacitor C poderá ser controlada pelas chaves da etapa *Buck*, já que a corrente de entrada será controlada e mantida em um valor

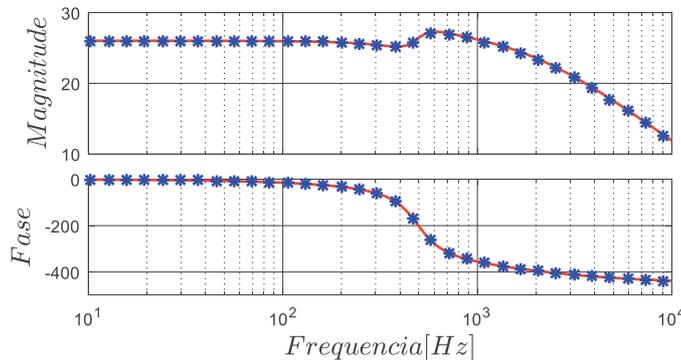
fixo. Isto é possível, pois a relação entre as correntes de entrada e de saída é regida pela Equação (76) e a tensão do capacitor do barramento CC obedece a relação mostrada em (74). Deste modo, quando uma perturbação ocorre na tensão deste capacitor, a corrente de entrada será mantida constante, devido à ação da estratégia de controle aplicado. Todavia os ciclos de trabalho D_1 e D_2 sofrem mudanças de modo a manter a corrente de saída constante. Tornando possível o controle da tensão do capacitor C .

Com as funções de transferências do modelo obtidas, as mesmas foram validadas no domínio da frequência. Já o conversor *Boost-Buck* foi implementado no PSIM e as respostas foram comparadas com os resultados do modelo. A Figura 4.6 mostra os gráficos de *Bode* das equações (84) a (87), representadas pela linha vermelha, junto com as respostas na frequência correspondentes do circuito simulado, representado pelos pontos azuis.

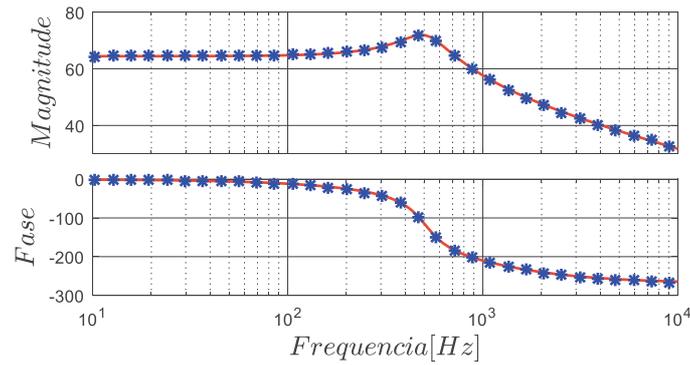
Figura 4.6 – Comparação das respostas na frequência entre o conversor e as funções de transferências. (a) $\hat{v}_{Lin} / \hat{u}_1$; (b) $\hat{i}_{Lout} / \hat{d}_2$; (c) \hat{v}_C, d_1 ; (d) \hat{v}_C, d_2 .



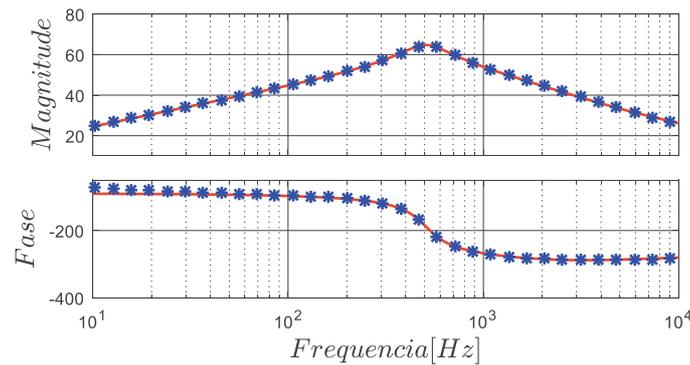
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: Autoria Própria.

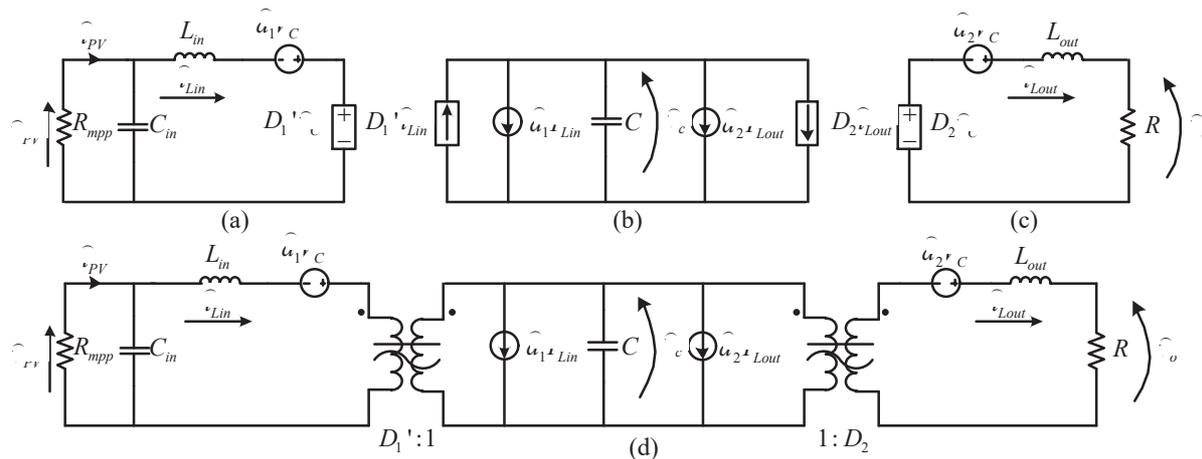
De acordo com o diagrama de *Bode* da Figura 4.6(d), pode ser observado que a magnitude em baixas frequências apresenta um ganho pequeno, significando que o ciclo de trabalho de saída não afeta a tensão do capacitor. Estes resultados são muito semelhantes aos resultados obtidos com a análise no domínio do tempo, o que valida as funções transferências.

4.3 CIRCUITO EQUIVALENTE E FUNÇÕES TRANSFERÊNCIA COM ARRANJO PV

Uma vez que todo o modelamento matemático para o conversor *Boost-Buck* com carga resistiva e fonte de tensão ideal foi validado, faz-se necessário adicionar as outras etapas do sistema. O arranjo PV será modelado conforme descrito em (FEMIA et. al., 2009) que o substitui por uma resistência, R_{mpp} , cujo valor é a razão entre a tensão e corrente no ponto de máxima potência. Por último, o inversor também é representado por uma resistência, R . Tal consideração é feita pois a relação entre as formas de onda de tensão e corrente da rede é constante. O valor de R é calculado dividindo o pico da tensão da rede pelo pico da corrente de saída. Deste modo, adicionando a resistência R_{mpp} , e o capacitor que acopla o arranjo PV ao

conversor, C_{in} , no modelo a pequenos sinais, tem-se um novo circuito equivalente, ilustrado na Figura 4.7(d).

Figura 4.7 – Circuito equivalente a pequenos sinais do conversor *Boost-Buck* conectado ao arranjo PV e a rede elétrica. (a) Tensão no indutor de entrada; (b) Corrente no capacitor; (c) Tensão no indutor de saída; (d) Modelo completo.



Fonte: Autoria Própria.

A modelagem matemática para obtenção do circuito equivalente apresentado segue os mesmos procedimentos apresentados anteriormente para as equações (74) a (83). Portanto, as equações CC e CA do conversor conectado a um arranjo PV e a rede elétrica são mostradas em (88) a (98).

Termos CC:

$$0 = V_{PV} + D_1 V_C - V_C \quad (88)$$

$$0 = V_C D_2 - V_o \quad (89)$$

$$0 = D_1' I_{Lin} - I_{Lout} D_2 \quad (90)$$

$$V_{opk} = I_{Loutpk} R \quad (91)$$

$$I_{PV} = I_{Lin} \quad (92)$$

Termos CA:

$$C_{in} \frac{d\hat{v}_{rV}}{dt} = -\hat{v}_{Lin} R_{mpp} \quad (93)$$

$$L_{in} \frac{d\hat{v}_{Lin}}{dt} = \hat{v}_{pv} - \hat{v}_{Lin} \quad (94)$$

$$L_{out} \frac{d\hat{v}_{Lout}}{dt} = D_2 \hat{v}_{c} - \hat{v}_{Lout} \quad (95)$$

$$C \frac{d\hat{v}_c}{dt} = \hat{v}_{Lin} \alpha_1 - \hat{v}_{Lin} \alpha_1 - \hat{v}_{Lout} \alpha_2 + \hat{v}_{Lout} \alpha_2 \quad (96)$$

$$\hat{v}_{opk} = \hat{v}_{Lout} \alpha_k \quad (97)$$

$$\hat{v}_{PV} = \hat{v}_{Lin} \quad (98)$$

Manipulando as equações acima, é possível obter as funções transferências da topologia. Como mencionado anteriormente, o intuito deste trabalho é o controle de ambas as correntes, entrada e saída, bem como a tensão do arranjo PV e tensão do capacitor do barramento CC. Portanto, duas funções transferências são necessárias para o controle da etapa *Boost*, que será controlado pelo algoritmo de MPPT apresentado na seção 3.1.3. A primeira relaciona a corrente de entrada \hat{v}_{Lin} com o ciclo de trabalho da chave de entrada \hat{u}_1 , e outra que relaciona a tensão do arranjo PV \hat{v}_{pv} com \hat{v}_{Lin} . E mais duas funções de transferência para a etapa *Buck*, que relacionam a corrente de saída \hat{v}_{Lout} com o ciclo de trabalho da chave de saída \hat{u}_2 , e outra relacionando a tensão do capacitor $C \hat{v}_c$ com \hat{v}_{Lout} . Todavia, para a obtenção das relações que não consideram os ciclos de trabalho, será necessário a obtenção de duas funções de transferência que relacionem \hat{v}_{pv} com \hat{u}_1 e \hat{v}_c com \hat{u}_2 . As equações (99) e (101) mostram as seis funções de transferência.

$$G_{i_{Lind1}} = \left. \frac{\hat{i}_{Lin}}{\hat{d}_1} \right|_{\hat{d}_2=0} = \frac{a_{12}s^3 + a_{13}s^2 + a_{14}s + a_{15}}{b_5s^4 + b_6s^3 + b_7s^2 + b_8s + b_9} \quad (99)$$

$$G_{vPVd1} = \left. \frac{v_{PV}}{d_1} \right|_{d_2=0} = - \frac{a_{16}s^2 + a_{17}s + a_{18}}{b_5s^4 + b_6s^3 + b_7s^2 + b_8s + b_9} \quad (100)$$

$$G_{vPV i_{Lin}} = \left. \frac{v_{PV}}{i_{Lin}} \right|_{d_2=0} = \left. \frac{v_{PV}}{d_1} \right|_{d_2=0} \left. \frac{d_1}{i_{Lin}} \right|_{d_2=0} = - \frac{a_{16}s^2 + a_{17}s + a_{18}}{a_{12}s^3 + a_{13}s^2 + a_{14}s + a_{15}} \quad (101)$$

$$G_{i_{Lout}d2} = \left. \frac{i_{Lout}}{d_2} \right|_{d_1=0} = \frac{a_{19}s^3 + a_{20}s^2 + a_{21}s + a_{22}}{b_5s^4 + b_6s^3 + b_7s^2 + b_8s + b_9} \quad (102)$$

$$G_{vCd2} = \left. \frac{v_C}{d_2} \right|_{d_1=0} = - \frac{a_{23}s^3 + a_{24}s^2 + a_{25}s + a_{26}}{b_5s^4 + b_6s^3 + b_7s^2 + b_8s + b_9} \quad (103)$$

$$G_{vCiLout} = \left. \frac{v_C}{i_{Lout}} \right|_{d_1=0} = \left. \frac{v_C}{d_2} \right|_{d_1=0} \left. \frac{d_2}{i_{Lout}} \right|_{d_1=0} = - \frac{a_{23}s^3 + a_{24}s^2 + a_{25}s + a_{26}}{a_{19}s^3 + a_{20}s^2 + a_{21}s + a_{22}} \quad (104)$$

Onde,

$$a_{12} = C_{in} CL_{out} V_C R_{mpp}$$

$$a_{13} = C_{in} I_{Lin} L_{out} R_{mpp} + CL_{out} V_C - C_{in} I_{Lin} L_{out} D_1 R_{mpp} + C_{in} CV_C RR_{mpp}$$

$$a_{14} = C_{in} D_2^2 V_C R_{mpp} + C_{in} I_{Lin} RR_{mpp} - C_{in} I_{Lin} D_1 RR_{mpp} + L_{out} I_{Lin} - L_{out} D_1 I_{Lin} + CV_C R$$

$$a_{15} = V_C D_2^2 + I_{Lin} R - D_1 I_{Lin} R$$

$$b_5 = C_{in} CL_{in} L_{out} R_{mpp}$$

$$b_6 = C_{in} CL_{in} RR_{mpp} + CL_{in} L_{out}$$

$$b_7 = CL_{in} R + CL_{out} R_{mpp} + C_{in} L_{out} R_{mpp} - 2C_{in} D_1 L_{out} R_{mpp} + C_{in} D_1^2 L_{out} R_{mpp} + C_{in} D_2^2 L_{in} R_{mpp}$$

$$b_8 = L_{out} - 2D_1 L_{out} + D_1^2 L_{out} + D_2^2 L_{in} + CRR_{mpp} + C_{in} RR_{mpp} + C_{in} D_1^2 RR_{mpp} - 2C_{in} D_1 RR_{mpp}$$

$$b_9 = R + D_1^2 R + D_2^2 R_{mpp} - 2D_1 R$$

$$a_{16} = R_{mpp} L_{out} CV_C$$

$$a_{17} = R_{mpp} (L_{out} I_{Lin} - D_1 L_{out} I_{Lin} + CRV_C)$$

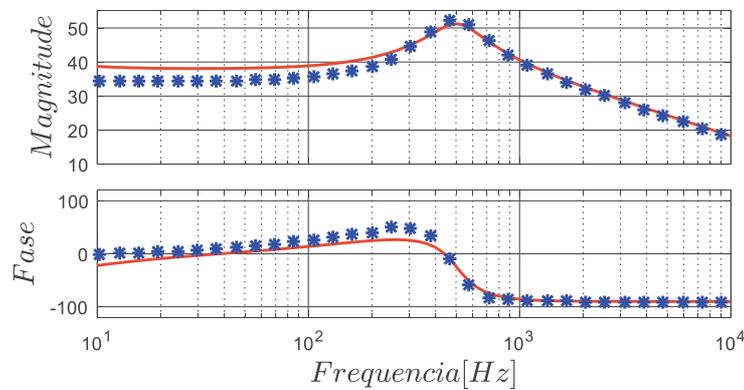
$$a_{18} = R_{mpp} (V_C D_2^2 + I_{Lin} R - D_1 R I_{Lin})$$

$$a_{19} = C_{in} CL_{in} V_C R_{mpp}$$

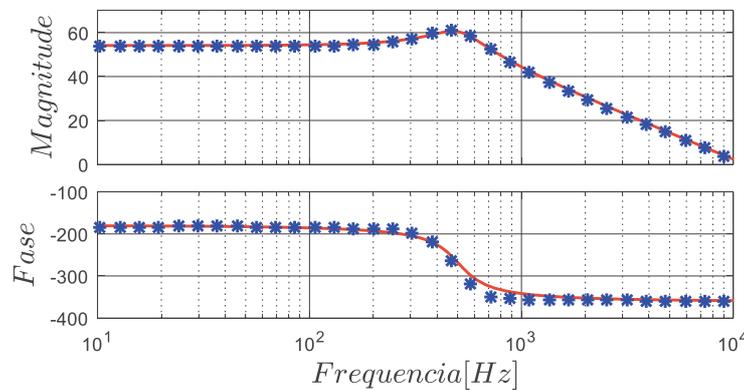
$$\begin{aligned}
a_{20} &= CL_{in}V_C - C_{in}I_{Lout}L_{in}D_2R_{mpp} \\
a_{21} &= C_{in}V_C R_{mpp} - 2C_{in}D_1V_C R_{mpp} + C_{in}D_1^2V_C R_{mpp} + CV_C R_{mpp} - D_2L_{in}I_{Lout} \\
a_{22} &= V_C - 2V_C + V_C^2 - I_{Lout}D_2R_{mpp} \\
a_{23} &= C_{in}L_{in}L_{out}I_{Lout}R_{mpp} \\
a_{24} &= C_{in}L_{in}V_C D_2R_{mpp} + C_{in}L_{in}I_{Lout}RR_{mpp} + L_{in}L_{out}I_{Lout} \\
a_{25} &= L_{in}V_C D_2 + L_{in}I_{Lout}R + L_{out}I_{Lout}R_{mpp} \\
a_{26} &= V_C D_2R_{mpp} + I_{Lout}RR_{mpp}
\end{aligned}$$

Em posse das funções de transferências obtidas a partir do modelo, as mesmas foram avaliadas no domínio da frequência, pelo mesmo processo usado para o conversor ideal. A Figura 4.8 mostra os gráficos de *Bode* para as funções transferência (99), (100), (102) e (103), respectivamente, representadas pela linha vermelha, junto com as respostas na frequência correspondentes do circuito simulado, sendo representadas pelos pontos azuis.

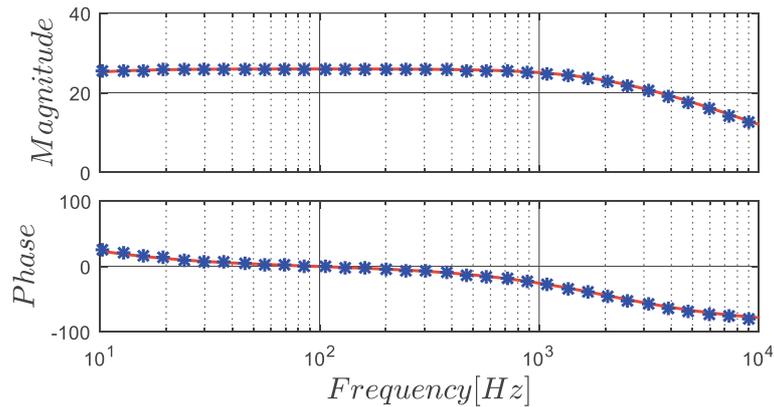
Figura 4.8 – Comparação das respostas na frequência entre o conversor e as funções de transferências. (a) $\hat{v}_{Lin} / \hat{u}_1$; (b) \hat{v}_{PV} / d_1 ; (c) $\hat{i}_{Lout} / \hat{d}_2$; (d) \hat{v}_C / d_z .



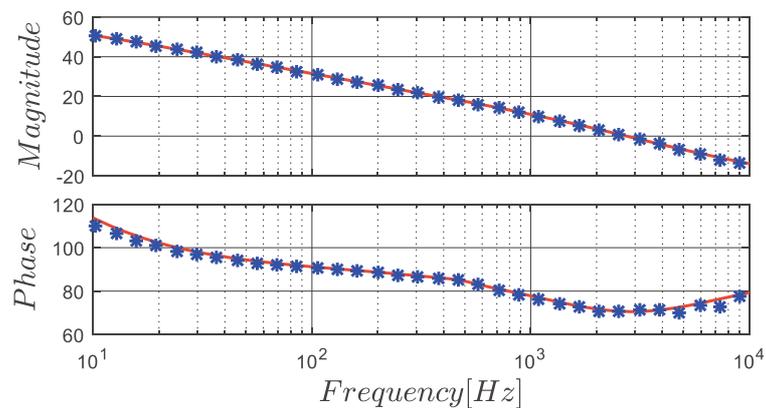
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: Autoria Própria.

Observando a Figura 4.8, percebe-se que ambas respostas na frequência do circuito físico e das funções transferência apresentam comportamento similares. Em baixas frequências existe componentes CC nas três primeiras funções de transferência e um polo na origem no último gráfico, que possibilitam o controle das variáveis pelas respectivas chaves. Além disso, devido à similaridade de resultados, pode-se concluir que as funções de transferência (101) e (104) também terão comportamento similar ao do circuito físico. Portanto, pode-se concluir que as funções transferências obtidas são válidas e prosseguir para a etapa de projeto dos controladores.

5. CONTROLADORES

Como visto na seção anterior, o modelo médio e a pequenos sinais do conversor *Boost-Buck* foi obtido. Por meio do software *MATLAB-SIMULINK*, as equações foram comparadas com o circuito real, simulado via *PSIM*, provando que os modelos obtidos representam o comportamento dinâmico do conversor para o ponto de operação escolhido. No entanto, todas as comparações foram realizadas em malha aberta, ou seja, mantiveram-se os ciclos de trabalho das chaves de entrada e de saída constantes de modo que valores estacionários desejados fossem obtidos.

Em aplicações reais, tal prática de controle não é desejável, uma vez que caso haja alguma perturbação em umas das variáveis do sistema, o conversor poderá não apresentar o comportamento desejado, e para fazê-lo retornar a níveis normais é necessário à intervenção externa nos ciclos de trabalho das chaves. Ou seja, a estrutura não é capaz de se manter dentro dos parâmetros autonomamente. Assim, estratégias de controle são aplicadas nas chaves com o intuito de manter as correntes de entrada e de saída, bem como a tensão do capacitor do barramento CC, dentro de valores desejados, mesmo sob a presença de perturbações externas.

Dentre as possibilidades de controladores, foi-se decidido à utilização de controladores lineares do tipo *PI*, os quais foram projetados utilizando a metodologia proposta por (ANGÉLICO; CAMPANHOL; SILVA, 2014). Esta metodologia utiliza a resposta no domínio da frequência, via diagramas de *Bode*, e pode ser usada quando a margem de fase e a frequência de cruzamento são especificações de projeto. As etapas utilizadas nessa metodologia são mostradas a seguir:

Etapa 1: Plotar o diagrama de *Bode* do sistema a ser compensado e avaliar a fase φ_G do sistema na frequência de cruzamento especificada ω_G .

Etapa 2: Checar qual é a contribuição angular, ϕ , que o compensador deve prover de modo a se obter a margem de fase desejada, γ , em ω_G . A contribuição angular é calculada como mostra a equação (105).

$$\phi = \gamma - (\varphi_G + 180^\circ) \quad (105)$$

Etapa 3: Adicionar o compensador no sistema a ser compensado. Este tem como objetivo o ajuste do ângulo de fase do sistema em malha aberta, G_{MA} . A função de transferência do compensador é mostrada na equação (106).

$$C(s) = \frac{T_i s + 1}{s} = \frac{\left(\frac{\tan(\phi + 90)}{\omega_G} \right) s + 1}{s} \quad (106)$$

Etapa 4: Adicionar o ganho necessário para que o sistema em malha aberta, G_{MA} , apresente ganho de 0dB na frequência de cruzamento, ω_G . Tal condição é satisfeita como mostrado na equação (107).

$$K = \frac{1}{|G_{MA}|} \quad (107)$$

Assim, a função de transferência do controlador PI pode ser escrita como,

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (108)$$

Onde,

$$\begin{aligned} K_p &= K \\ K_i &= \frac{1}{T_i K_p} \end{aligned} \quad (109)$$

5.1 CONTROLE DO ESTÁGIO *BOOST*

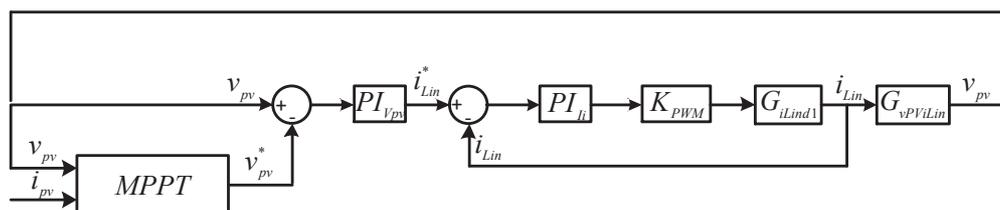
Para o estágio de entrada, a estratégia multimalhas foi usada no controle, no qual a malha interna controla a corrente do indutor de entrada e a malha externa controla a tensão do arranjo PV. Os dados utilizados para o projeto dos controladores são mostrados na Tabela 5.1 e a Figura 5.1 mostra o diagrama em blocos da estratégia de controle para o estágio de entrada.

Tabela 5.1 – Parâmetros utilizados no projeto dos controladores do estágio *Boost*

Tensão do arranjo PV	$V_{PV} = 150V$
Capacitância do painel	$C_{in} = 100 \mu F$

Indutância de entrada	$L_{in} = 1mH$
Indutância de saída	$L_{out} = 2mH$
Capacitância do barramento CC	$C = 1000\mu F$
Frequência de chaveamento	$F_s = 40kHz$
Tensão da rede	$V_{rede} = 311sen(\omega t)$
Margem de fase da malha interna	$\gamma_{Lin} = 80^\circ$
Margem de fase da malha externa	$\gamma_{vC} = 45^\circ$
Ganho do PWM	$K_{PWM} = 1$

Figura 5.1 – Diagrama em blocos do controle multimalhas aplicado na primeira etapa.



Fonte: Autoria Própria.

Seguindo os passos apresentados anteriormente, é preciso, primeiramente, calcular a frequência de cruzamento desejada. De acordo com a teoria de amostragem de Nyquist, a frequência de cruzamento em ganho unitário (0 dB), deve ser ao menos 1/5 da frequência de chaveamento para reduzir o *ripple* causado pelo chaveamento do conversor. Assim, o valor de frequência de cruzamento é mostrado na equação (110).

$$f_G = \frac{F_s}{5} = \frac{40kHz}{5} = 8kHz \quad (110)$$

$$\omega_G = 2\pi f_G = 50266rad / s$$

Primeiramente, foi-se projetado o controlador da malha interna que se refere a corrente de entrada do conversor. Avaliando a resposta no domínio da frequência de $G_{iLind1}(s)$, tem-se,

$$\left| G_{iLind1}(s) \right|_{f=f_G} = \varphi_{iLind1} = -90^\circ \quad (111)$$

Na etapa 2, a contribuição angular do compensador é obtida, conforme mostrado na equação (112).

$$\phi_{iLin} = \gamma_{lin} - (\varphi_{iLind1} + 180^\circ) = 80^\circ - (-90^\circ + 180^\circ) = -10^\circ \quad (112)$$

Seguindo, a constante de tempo é calculada pela equação (113).

$$T_{iLin} = \left(\frac{\tan(\phi_{iLin} + 90^\circ)}{\omega_G} \right) = \frac{\tan(-10^\circ + 90^\circ)}{50265} = 1,128 \times 10^{-4} \quad (113)$$

Assim, a função de transferência do compensador de fase da corrente de entrada pode ser determinada pela equação (114), e o ganho proporcional é calculado como mostrado na equação (115).

$$C_1(s) = \frac{T_{iLin}s + 1}{s} = \frac{1,128 \times 10^{-4}s + 1}{s} \quad (114)$$

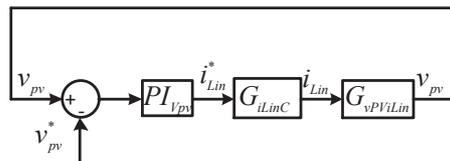
$$K_{ciLin} = \frac{1}{|G_{MAciLin}|} = \frac{1}{|G_{iLind1}(s) \cdot C_1(s)|} = 0,1 \quad (115)$$

Portanto, a expressão do controlador *PI* para a corrente de entrada é mostrada na equação (116).

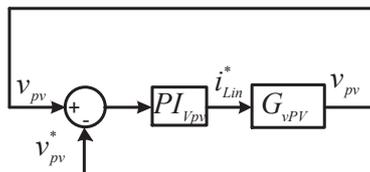
$$C_{PliLin}(s) = 0,1 \frac{(s + 8863)}{s} \quad (116)$$

Tendo a malha interna projetada, a malha externa de tensão pode ser desenhada. Para este projeto, a malha interna foi considerada, deste modo o diagrama em blocos mostrado na Figura 5.1 foi redesenhado e é mostrado a seguir.

Figura 5.2 – Diagrama em blocos do controle multimalhas simplificado. (a) Diagrama com a malha interna simplificada; (b) Diagrama em blocos para compensação da tensão do arranjo PV.



(a)



(b)

Fonte: Autoria Própria.

Para a malha externa, a resposta no domínio da frequência de $G_{vPVLin}(s)$, tem-se:

$$\left| G_{vPV}(s) \right|_{f=f_G} = \phi_{vPV} = -133^\circ \quad (117)$$

Para etapa 2, a contribuição angular do compensador é obtida, conforme mostrado na equação (118).

$$\phi_{vPV} = \gamma_{vPV} - (\phi_{vPV} + 180^\circ) = 45^\circ - (-133^\circ + 180^\circ) = -2^\circ \quad (118)$$

Seguindo, a constante de tempo é calculada pela equação (119).

$$T_{vPV} = \left(\frac{\tan(\phi_{vPV} + 90^\circ)}{\omega_G} \right) = \frac{\tan(-2^\circ + 90^\circ)}{50265} = 5,696 \times 10^{-4} \quad (119)$$

Deste modo, a função de transferência do compensador da tensão do arranjo PV é determinada pela equação (120), e o ganho proporcional é calculado como mostrado na equação (121).

$$C_2(s) = \frac{T_{vPV}s + 1}{s} = \frac{5,696 \times 10^{-4}s + 1}{s} \quad (120)$$

$$K_{cvPV} = \frac{1}{|G_{MAcvPV}|} = \frac{1}{|G_{vPV}(s) \cdot C_2(s)|} = 6 \quad (121)$$

Portanto, a expressão do controlador *PI* para a tensão do arranjo PV é mostrada na equação (122).

$$C_{PIVpv}(s) = 6 \frac{(s + 1756)}{s} \quad (122)$$

Os valores das constantes para os controladores de tensão do arranjo PV e da corrente de entrada são apresentados na Tabela 5.2.

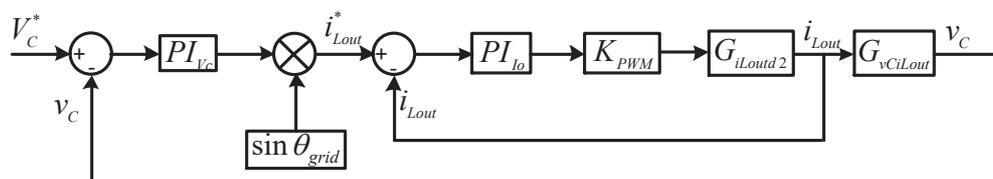
Tabela 5.2 – Ganhos do controladores *PI* para a etapa *Boost*

Controlador da corrente de entrada	$K_p = 0,1$ $K_i = 886,3$
Controlador da tensão do arranjo PV	$K_p = 6$ $K_i = 10536$

5.2 CONTROLE DO ESTÁGIO *BUCK*

Para o estágio de saída, a mesma estratégia de controle multimalhas foi utilizada, na qual a malha interna controla a corrente do indutor de saída e a malha externa controla a tensão do capacitor do barramento CC. A Figura 5.3 mostra o diagrama em blocos da estratégia de controle para o estágio de entrada.

Figura 5.3 – Diagrama em blocos do controle multimalhas aplicado na etapa de saída.



Fonte: Autoria Própria.

Os parâmetros para projeto dos controladores são mostrados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Parâmetros utilizados no projeto dos controladores do estágio *Buck*

Tensão do arranjo PV	$V_{PV} = 150V$
Capacitância do painel	$C_{in} = 100 \mu F$
Indutância de entrada	$L_{in} = 1mH$
Indutância de saída	$L_{out} = 2mH$
Capacitância do barramento CC	$C = 1000\mu F$
Frequência de chaveamento	$F_s = 40kHz$
Tensão da rede	$V_{rede} = 311sen(\omega t)$
Margem de fase da malha interna	$\gamma_{Lin} = 50^\circ$
Margem de fase da malha externa	$\gamma_{vC} = 90^\circ$
Ganho do <i>PWM</i>	$K_{PWM} = 1$

Como feito anteriormente, o projeto será iniciado pela malha interna e tendo tal etapa controlada, o controlador da malha externa será projetado. A mesma frequência de cruzamento será utilizada para o projeto do controlador da corrente de saída da etapa *Buck*. Assim, a resposta no domínio da frequência de $G_{iLout2}(s)$, tem-se:

$$\left| G_{iLout}(s) \right|_{f=f_G} = \varphi_{iLout} = -75,6^\circ \quad (123)$$

Na etapa 2, a contribuição angular do compensador é obtida, conforme mostrado na equação (124).

$$\phi_{iLout} = \gamma_{Lout} - (\varphi_{iLout2} + 180^\circ) = 50^\circ - (-75,6^\circ + 180^\circ) = -54,4^\circ \quad (124)$$

Seguindo, a constante de tempo é calculada pela equação (125).

$$T_{iLout} = \left(\frac{\tan(\phi_{iLout} + 90^\circ)}{\omega_G} \right) = \frac{\tan(-54,4^\circ + 90^\circ)}{50265} = 1,42410^{-5} \quad (125)$$

Deste modo, a função de transferência do compensador da corrente de saída é determinada pela equação (126), e o ganho proporcional é calculado como mostrado na equação (127).

$$C_3(s) = \frac{T_{iLout}s + 1}{s} = \frac{1,424 \times 10^{-5}s + 1}{s} \quad (126)$$

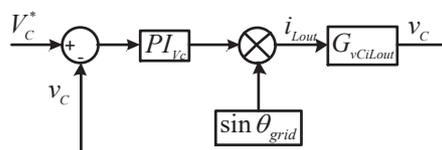
$$K_{ciLout} = \frac{1}{|G_{MAciLout}|} = \frac{1}{|G_{iLoutd2}(s) \cdot C_3(s)|} = 0,16 \quad (127)$$

Portanto, a expressão do controlador PI para a corrente injetada na rede é mostrada na equação (128).

$$C_{PliLout}(s) = 0,16 \frac{(s + 70210)}{s} \quad (128)$$

Para a malha externa, a frequência de cruzamento foi recalculada, pois a frequência de oscilação da tensão do capacitor do barramento CC é bem inferior à frequência de chaveamento. Assim, a frequência de cruzamento escolhida é de 280Hz. Além disso, como a malha interna é muito mais rápida que a malha externa, ela pode ser desconsiderada no projeto do controlador, sendo igual a 1. Deste modo, o diagrama em blocos utilizado para o projeto do controlador da tensão no capacitor C é mostrado na Figura 5.4.

Figura 5.4– Diagrama em blocos do controle multimalhas simplificado.



Fonte: Autoria Própria.

A resposta no domínio da frequência de $G_{vCLout}(s)$, tem-se:

$$\left| G_{vC}(s) \right|_{f=f_G} = \varphi_{vC} = 90,01^\circ \quad (129)$$

Para etapa 2, a contribuição angular do compensador é obtida, conforme mostrado na equação (130).

$$\phi_{vC} = \gamma_{vC} - (\varphi_{vC} + 180^\circ) = 90^\circ - (90,01^\circ + 180^\circ) = -180,01^\circ \quad (130)$$

Seguindo, a constante de tempo é calculada pela equação (131).

$$T_{vC} = \left(\frac{\tan(\phi_{vC} + 90^\circ)}{\omega_G} \right) = \frac{\tan(-180,01^\circ + 90^\circ)}{50265} = 0.113 \quad (131)$$

Deste modo, a função de transferência do compensador da tensão do arranjo PV é determinada pela equação (132), e o ganho proporcional é calculado como mostrado na equação (133).

$$C_4(s) = \frac{T_{vC}s + 1}{s} = \frac{0,113s + 1}{s} \quad (132)$$

$$K_{cvC} = \frac{1}{|G_{MAcvC}|} = \frac{1}{|G_{vCiLout}(s) \cdot C_4(s)|} = 0,5 \quad (133)$$

Portanto, a expressão do controlador *PI* para a tensão do capacitor do barramento CC é mostrada na equação (134).

$$C_{PIvC}(s) = 0,5 \frac{(s + 10)}{s} \quad (134)$$

Os valores das constantes para os controladores de tensão do arranjo PV e da corrente de entrada são apresentados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Ganhos dos controladores *PI* para a etapa *Buck*

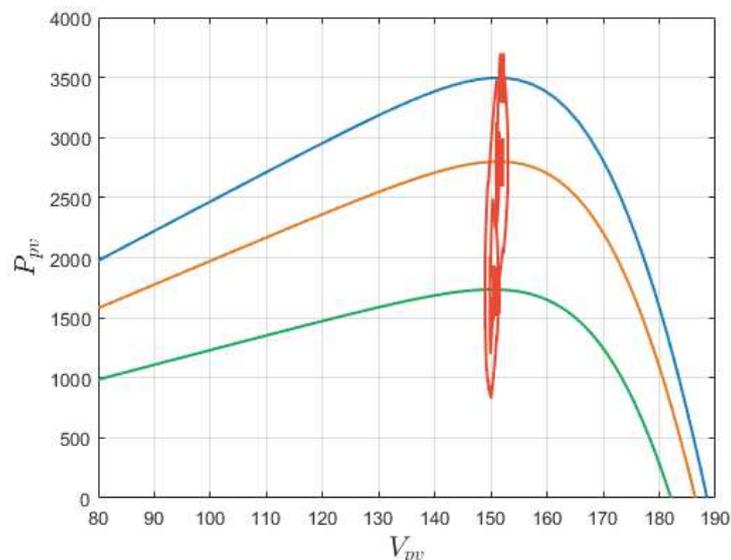
Controlador da corrente de saída	$K_p = 0,16$ $K_i = 11233,6$
Controlador da tensão do capacitor <i>C</i>	$K_p = 0,5$ $K_i = 5$

6. RESULTADOS

Após a validação de todas as etapas do sistema PV e projeto dos controladores, resultados de simulação usando *PSIM* foram obtidos para uma topologia de $3.5kW$. Os parâmetros de simulação do sistema foram apresentados na Tabela 5.1. Os componentes foram projetados conforme na Seção 3.2.4 e para o projeto indutor de saída, ainda foi observado se o valor calculado apresenta uma taxa de distorção harmônica total, THD, dentro dos parâmetros previstos por norma. Conforme a norma *IEEE std. 519, 2014* é definido que em sistemas com tensão entre 120V a $69kW$, a THD deve ser menor que 5%.

Primeiramente, foi verificado se o algoritmo de MPPT empregado realmente rastreia adequadamente o ponto de máxima potência, uma vez que, sob condições de irradiação solar e/ou temperatura, o ponto de máxima potência varia. Portanto, dois degraus de irradiação foram simulados, de forma a validar o algoritmo P&O utilizado. A simulação começa com o arranjo PV em condição padrão de funcionamento, STC, na qual a irradiação solar, G , é de $1000W/m^2$ e a temperatura é de $25^{\circ}C$. Então, um degrau negativo é aplicado na qual a irradiação solar é reduzida à metade, simulando uma condição de sombreamento. Finalmente, um degrau positivo em G o aumenta para $800W/m^2$. A Figura 6.1 mostra a comparação do algoritmo de MPPT com as curvas de potência teóricas. A linha azul representa a condição em STC, a linha laranja para $G=800W/m^2$ e a verde para $500W/m^2$.

Figura 6.1 – Potência simulada para diferentes níveis de irradiação solar vs curva teóricas de potência do arranjo PV.

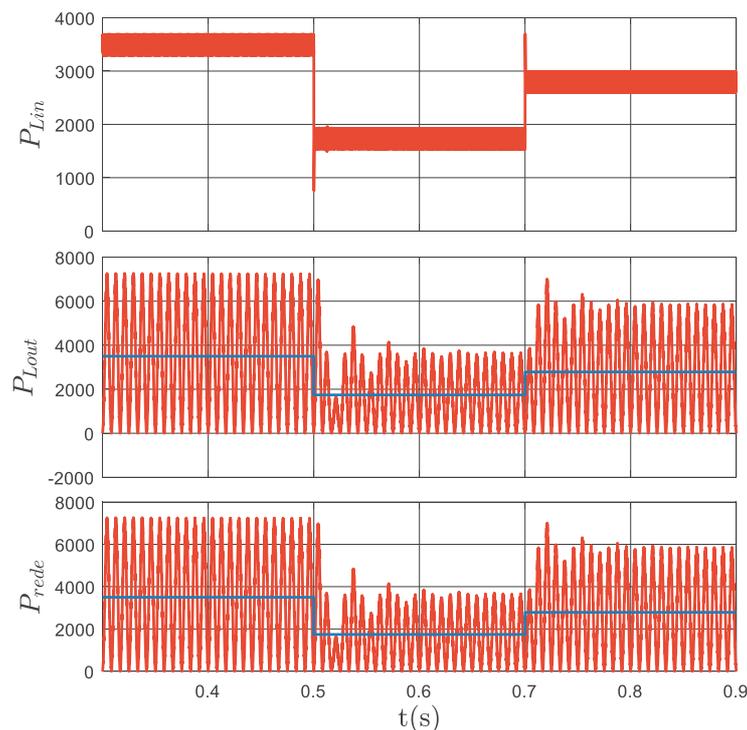


Fonte: Autoria Própria.

Como pode ser observado, o método P&O usado foi capaz de rastrear a máxima potência em todas as perturbações de irradiação solar, uma vez que o algoritmo fica ao redor do ponto teórico de máxima potência, validando assim o método de MPPT empregado.

Assumindo que a topologia seja ideal, a potência de saída do conversor CC-CC deve ser igual a potência de entrada. Na Figura 6.2, o balanço de potência da estrutura é apresentado, na qual a linha azul representa o valor médio e a linha vermelha é a potência instantânea. A simulação é iniciada em 0,3s desconsiderando os problemas transitórios causados pela corrente de *inrush* do estágio *Boost* e termina em 0,9s. Como esperado, para cada condição de irradiação solar, após o transitório, o balanço de potência é mantido constante, provando que a estratégia de controle aplicada foi capaz de gerenciar o fluxo de potência de modo eficiente.

Figura 6.2 – Comparação entre as potências de entrada e saída.

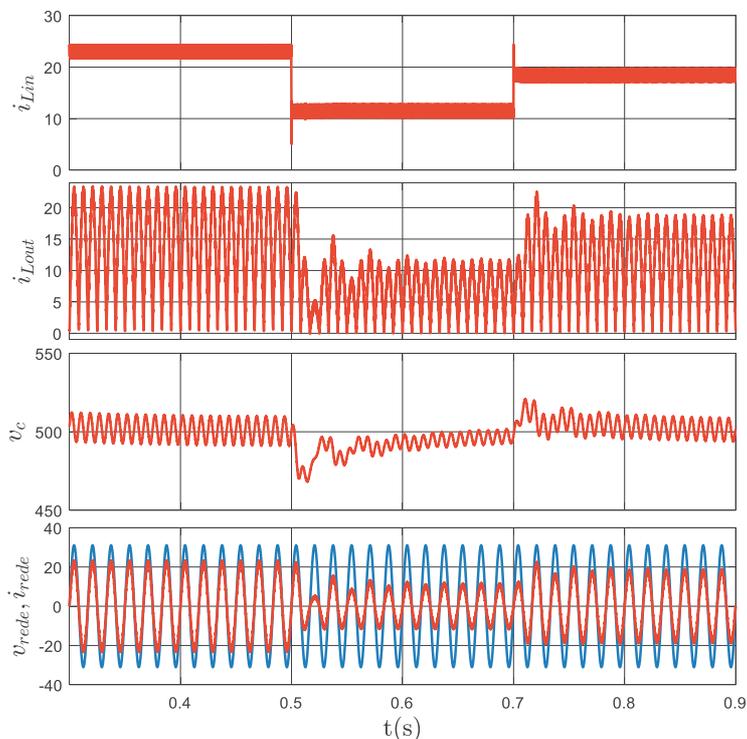


Fonte: Autoria Própria.

O efeito que as perturbações causam no sistema PV é mostrado na Figura 6.3. Reduzindo a irradiação solar causa uma redução na corrente de entrada, e por consequência, a

corrente injetada também diminui. Além disso, é observado que a tensão do capacitor oscila com uma frequência de 120Hz, devido a frequência da rede ser igual a 60 Hz.

Figura 6.3 – Variáveis do circuito sob diferentes condições de irradiação solar.



Fonte: Autoria Própria.

Os controladores foram eficientes e eliminaram transitórios presentes no sistema em malha aberta, melhorando a estabilidade relativa e rápida recuperação. Se o controle fosse lento, a corrente injetada seria mais distorcida, o que aumentaria o THD. Em STC, a corrente injetada apresenta THD igual a 2,8%, quando a irradiação solar cai para 500W/m² a taxa foi de 4,9% e em 800W/m² o THD é igual a 3,3%. Durante todas as condições simuladas, o fator de potência fundamental se manteve próximo ao unitário, sendo igual à 0.999.

7. CONCLUSÕES FINAIS

7.1 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou o estudo e implementação de um sistema fotovoltaico monofásico de dois estágios ligado à rede elétrica utilizando o conversor CC-CC *Boost-Buck* operando em modo de fonte de corrente. Para tanto, uma nova estratégia de modulação foi proposta, na qual os ciclos de trabalhos de entrada e saída são controlados de maneira independente, permitindo o controle das correntes de entrada e saída, além da tensão do capacitor C .

O modelo médio não linear foi deduzido e usado para a obtenção dos termos CC e CA do modelo a pequenos sinais. Manipulando-os, o circuito equivalente a pequenos sinais foi obtido, permitindo analisar a influência das entradas de controle nos termos CC do circuito. Ainda, usando os termos a pequenos sinais, um diagrama de blocos foi desenhado, de modo a facilitar o processo de obtenção das diferentes funções transferências do conversor. Analisando a tensão do capacitor em malha aberta, foi provado que esta não é influenciada por variações no ciclo de trabalho das chaves de saída, como foi predito pela função transferência (86), que apresenta um zero na origem.

Resultados de simulação no domínio da frequência comparando o modelo matemático com o circuito equivalente a pequenos sinais para diferentes perturbações nas variáveis de controle foram apresentados. Os resultados mostraram que todas as respostas tiveram comportamentos similares, o que validando o modelo para a estratégia de chaveamento proposta. Além disso, simulações no domínio da frequência demonstraram que todas as respostas das funções transferência se comportam de modo semelhante com a topologia física.

Após a validação da topologia operando de maneira ideal, ou seja, com fonte de tensão ideal e carga resistiva, as outras etapas do sistema foram adicionadas. Assim, o novo circuito equivalente a pequenos sinais foi obtido, e os novos termos CC e CA a pequenos sinais foram calculados. Em seguida, as funções transferências relacionadas as chaves de entrada foram apresentadas, e simulações no domínio da frequência mostraram que todos os resultados apresentam comportamentos muito similares a estrutura real, validando o novo modelo.

Por fim, uma topologia de $3,5kW$ sob diferentes condições de irradiação solar foi simulada. Os resultados mostram que o algoritmo de MPPT foi capaz de rastrear o ponto de potência máxima teórico para todas as condições testadas. Foi observado também que os controladores tiveram a performance desejada, tendo rápida recuperação quando perturbados.

Finalmente, para todos os casos simulados, a taxa de distorção harmônica da corrente injetada na rede foi sempre menor que 5% e o fator de potência aproximadamente unitário foi sempre mantido.

7.2 TRABALHOS FUTUROS

São propostas de continuidade deste trabalho:

- Implementar experimentalmente o sistema apresentado;
- Implementar experimentalmente a análise a pequenos sinais proposta neste trabalho;
- Adicionar *Phase Locked Loop* (PLL) ao controle de saída, de modo a tornar o sistema invulnerável a harmônicos de tensão;

7.3 TRABALHOS PUBLICADOS EM CONGRESSO INTERNACIONAL

Durante a realização deste trabalho, foram publicados em congresso os seguintes artigos:

SPIER, D. W.; OGGIER, G. G.; SILVA, S. A. O.; Control Strategy for a Current-Source Boost-Buck Converter for PV Systems. In IEEE 14th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), November 19-22, 2017. Juiz de Fora, Minas Gerais, Brazil.

SPIER, D. W.; OGGIER, G. G.; SILVA, S. A. O.; Modeling and Analysis of a DC-DC Converter for Renewable Energy Applications. In IEEE 14th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), November 19-22, 2017. Juiz de Fora, Minas Gerais, Brazil.

REFERÊNCIAS

ABU-RUB, H., MALINOWSKI, M., AL-HADDAD, K., **Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications**, In IEEE Press, Wiley, 2014.

ADAMO, F., ATTIVISSIMO, F., NISIO, A., SPADAVECCHIA, M. **Characterization and testing of a tool for photovoltaic modeling**. In IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 60, n° 5, 2011.

ANGÉLICO, B. A.; CAMPANHOL, L. B. G, SILVA, S. A. O., **Proportional–integral/proportional–integral–derivative tuning procedure of a single-phase shunt active power filter using Bode diagram**. In IET Power Electronics, vol. 7, n° 10, 2014.

BARRETO, R. L. **Contribuições ao método de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos**. Dissertação – Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Natal, 2014.

BENNER, J. P, KAZMERSKI, L. **Photovoltaics gaining greater visibility**. In IEEE Spectrum, vol. 29, n° 9, 1999.

BIALASIEWICZ, J. T. **Renewable energy systems with photovoltaic power generators: Operation and modeling**. In IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 5, n° 7, 2008.

BRATCU, A. I., MUNTEANU, I., BACHA, S., PICAULT, D., RAISON, B. **Cascaded dc-dc converter photovoltaic systems: power optimization issues**. In IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, n° 2, 2011.

BRITO, M. A. G, GALLOTO, L., SAMPAIO, L. P., MELO, G. A., CANESIN, C. A. **Avaliação das principais técnicas para obtenção de MPPT de painéis fotovoltaicos**. In 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2010.

BRITO, M. A. G, GALLOTO, L., SAMPAIO, L. P., MELO, G. A., CANESIN, C. A. **Evaluation of main MPPT techniques for photovoltaic applications**. In IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, n° 3, 2013.

CASARO, M. M, MARTINS, D. C., **Modelo de arranjo fotovoltaico destina a análises em eletrônica de potência via simulação.** In *Eletrônica de Potência*, vol. 13, nº 3, 2008.

CUK, S. M., **Modelling, Analysis, and Design of Switching Converters.** Tese – Instituto de Tecnologia de Pasadena. California, 1997.

CUK, S. M, MIDDLEBROOK, R. D., **A general unified approach to modelling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode.** In *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1977.

DARWISH, A., HOLLIDAY, D., AHMED, S., MASSOUD, A. M., WILLIAMS, B. W., **A single-stage three-phase inverter based on Cuk converters for PV applications.** In *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, nº 4, 2014.

ERICKSON, W. R., MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics.** New York, Kluwer, 2001.

ESRAM, T., CHAPMAN, L. P., **Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques.** In *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, nº 2, 2007.

FEMIA, N., PETRONE, G., SPAGNUOLO, G., VITELLI, M., **A technique for improving P&O MPPT performances of double-stage grid-connected photovoltaic systems.** In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, nº 11, 2009.

GOW, J. A., MANNING, C. D., **Development of a photovoltaic array model for use in power electronics simulation studies.** In *IEE Proc. on Electric Power Applications*, vol. 146, no. 2, p. 193-200,1999.

HÄBERLIN, H. **Photovoltaics: System Design and Practice.** Wiley, 2012. In *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*, IEEE Std. 1547.2, 2008.

IEEE. **IEEE Recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems.** IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992). 2014

IEEE. **IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems**. IEEE Std 1547-2003. 2003.

KASA, N., IIDA, T. **Flyback type inverter for small scale photovoltaic power system**. In IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02, 2002.

KISHOR, N., VILLALVA, M.G., MOHANTY, S.R., AND RUPPERT, E. **Modeling of PV module with consideration of environmental factors**. In IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe, 2010.

KJAER, S. B., PEDERSEN, J. K., BLAABJERG, F. **A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules**. In IEEE Transactions on Industry Applications, vol 41, n° 5, 2005.

KNIGHT, J., SHIRSAVAR, S., HOLDERBAUM, W. **An improved reliability Cuk based solar inverter with sliding mode control**. In IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, n° 4, 2006.

KOURO, S., LEON, J. I., VINNIKOV, D., FRANQUELO, L. G. **Grid-connected photovoltaic systems: an overview of recent research and emerging PV converter technology**. In IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 9, 2015.

LI, W., HE, X. **Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications**. In IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, n° 4, 2011.

MASON, S. J. **Feedback theory; some properties of signal flow graphs**. Technical Report n° 153. Research Laboratory of Electronics, MIT. 1953.

MASUKO, K., SHIGEMATSU, M., HASHIGUCHI, T., FUJISHIMA, D., KAI, M., YOSHIMURA, N., YAMAGUCHI, T., ICHIHASHI, Y., MISHIMA, YAMANISHI, T., MATSUBARA, N., TAKAHAMA, T., TAGUCHI, M., MARUYAMA, E., OKAMOTO, S., **Achievement of more than 25% conversion efficiency with crystalline silicon heterojunction solar cell**. In IEEE Journal of Photovoltaics, vol. 4, n° 6, 2013.

MENESES, D., BLAABJERG, F., GARCÍA, O., COBOS, J. A. **Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic AC-module application.** In IEEE Transactions on Power Electronics, vol 28, nº 6, 2013.

MOHANTY, P., MUNNER, T. KOLHE, M. **Solar photovoltaic system applications: a guidebook for off-grid electrification.** Springer, 2016.

OLIVEIRA, F. M. de., **Rastreamento da máxima potência em arranjos fotovoltaicos sob efeito de sombreamento parcial baseado no método de otimização por enxame de partículas.** Dissertação - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2015.

OLIVEIRA, F. M., SILVA, S. A. O., DURAND, F. R., SAMPAIO, L. S., BACON, V. D., CAMPANHOL, L. B. G. **Grid-tied photovoltaic system based on PSO MPPT technique with active power line conditioning.** In IET Power Electronics, 2016.

PATEL, H., AGARWAL, V. **Matlab-based modeling to study the effects of partial shading on PV array characteristics.** In IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 23, nº 1, 2008
RAHMAN, S.A., VARMA, R.K., VANDERHEIDE, T. **Generalised model of a photovoltaic panel.** In IET Renewable Power Generation, vol. 8, nº 3, 2014.

RENEWABLE ENERGY POLICY NETWORK FOR THE 21ST CENTURY, REN21. **Global Status Report**, 2015.

ROMÁN, E., ALONSO, R., IBAÑEZ, P., ELORDUIZAPATARIETXE, S., GOITIA D. **Intelligent PV module for grid-connected PV systems.** In IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, nº 4, 2006.

SAFARI, A., MEKHILEF, S., **Simulation and hardware implementation of incremental conductance MPPT with direct control method using Cuk converter.** In IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, nº 4, 2011.

SANGWONGWANICH, A., YANG, Y., SERA, D., BLAABJERG, F., **Lifetime evaluation of grid-connected pv inverters considering panel degradation rates and installation sites.** In IEEE Transactions On Power Electronics, n° 9, 2017.

SCHEKULIN D. **Grid-connected photovoltaic system**, Germany patent DE197 32 218 C1, 1999.

SCHONARDIE, M. F. **Sistema fotovoltaico trifásico conectado à rede com controle de potência ativa e reativa utilizando transformada dq0.** Tese de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2011.

SEVERNS, P. R., BLOOM, E.G, **Modern DC-to-DC switchmode power converter circuits.** São Rafael, Bloom associates, 1985.

TAN, Y. T., KIRSCHEN, D. S., JENKINS, N. **A model of PV generation suitable for stability analysis.** In IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, n° 4, 2004.

WALKER, G. R. **Evaluating MPPT converter topologies using a MATLAB PV model.** In Journal of Electrical & Electronics Engineering, vol. 21, n° 1, pp. 49-56, 2001.

WALKER, G. R., SERNIA, P. C. **Cascaded DC-DC converters connection of photovoltaic modules.** In IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, n° 4, 2004.

XIAO, W., EDWIN, F. F., SPAGNUOLO, G., JATSKEVICH, J., **Efficient approaches for modeling and simulating photovoltaic power systems.** In IEEE Journal of Photovoltaics, vol. 3, n° 1, 2013.

YUAN, B., LI, W., ZHAO, Y., HE, X., **Design and analysis of a grid-connected photovoltaic power system.** In IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, n° 4, pp. 992-1000, 2010.

ZHANG, L., SUN, K., XING, Y., FENG, L., GE, H., **A modular grid-connected photovoltaic generation system based on DC bus.** In IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, n° 2, 2011.

ZHAO, Z., XU, M., CHEN, Q., LAI, J. CHO, Y., **Derivation, analysis, and implementation of a boost-buck converter-based high-efficiency PV inverter.** In IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, n° 3, 2012.

APÊNDICE A – Modelo do painel PV para software MATLAB

Quadro 1 – Código em MATLAB.

```

function Ipa = PV_Array(Vpa, Psun, T)
Rs = 0.005;
Rp = 18;
Ms = 3;
Mp = 1;
Ns = 60;
Voc = 37.7/Ns;
Isc = 8.25;
a = 0.042;
n = 1.2;
k = 1.38e-23;
q = 1.60e-19;
EG = 1.1;
Tr = 273 + 25;
T = 273 + T;
Vt = n*k*T/q;
V = Vpa/Ns/Ms;
Iph = (Isc+a*(T-Tr))*Psun/1000;
Irr = (Isc-Voc/Rp)/(exp(q*Voc/n/k/Tr)-1);
Ir = Irr*(T/Tr)^3*exp(q*EG/n/k*(1/Tr-1/T));
I = 0;
for j=1:5;
I = I-(Iph-I-Ir*(exp((V+I*Rs)/Vt)-1)-(V+I*Rs)/Rp)/(-1-
Ir*exp((V+I*Rs)/Vt)*Rs/Vt-Rs/Rp);
end
if I<0 I=0;
end
Ipa = I*Mp;

```

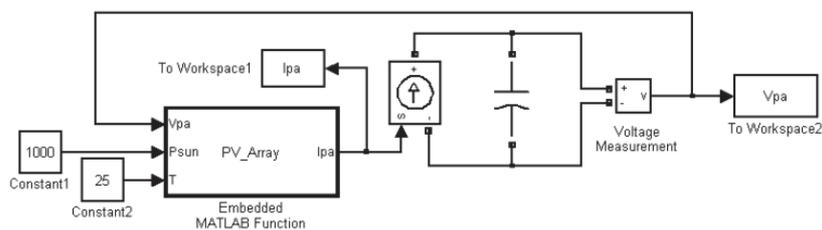


Figura A.1 – Modelo utilizado de painel solar para MATLAB

Fonte: Casaro e Martins, 2008.

APÊNDICE B – Modelo do painel PV para software PSIM

Quadro 2 – Código em C para PSIM.

```
#include <math.h>

double Ipa, Vpa, Psun, Ta, Rs=0.005, Rp=18.,
Ms=3.,Mp=1., Ns=60., Voc, Isc=8.25, a=0.042, n=1.2,
k=1.38e-23, q=1.6e-19, EG=1.1, Tr, Vt, V, Iph, Irr, Ir,
I=0., j;
Vpa = x1;
Psun = x2;
Ta = x3;
Voc = 37.7/Ns;
Tr = 273+25;
Ta = 273+Ta;
Vt = n*k*Ta/q;
V = Vpa/Ns/Ms;
Iph = (Isc+a*(Ta-Tr))*Psun/1000;
Irr = (Isc-Voc/Rp)/(exp(q*Voc/n/k/Tr)-1);
Ir = Irr*pow((Ta/Tr),3)*exp(q*EG/n/k*(1/Tr-1/Ta));
for (j=1;j<6;j++)
I = I-(Iph-I-Ir*(exp((V+I*Rs)/Vt)-1)-(V+I*Rs)/Rp)/(-1-
Irr*exp((V+I*Rs)/Vt)*Rs/Vt-Rs/Rp);
if (I<0) I=0;
Ipa = I*Mp;
y1=Ipa;
```

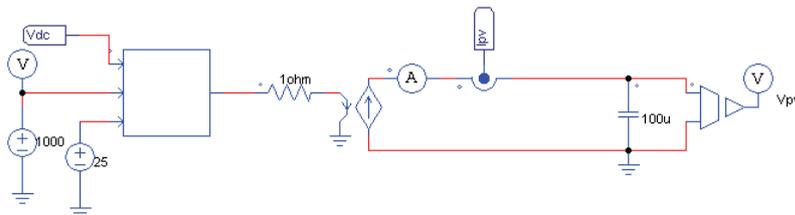


Figura B.1 – Modelo utilizado de painel solar para PSIM.

Fonte: Casaro e Martins, 2008.

APÊNDICE C – Modelo do controlador não linear para PSIM

Quadro 3 – Código em C para PSIM.

```
#include<math.h>

float Io, k;
k = x2/311;

if (x1 != 0)
Io = x1*k;
else
Io = 0;

y1 = Io;
y2 = 1;
```

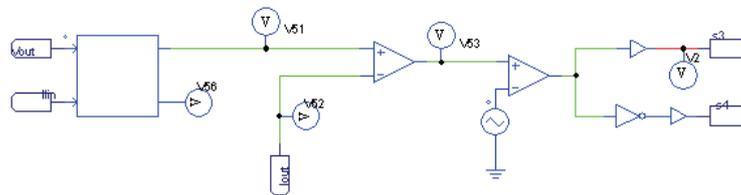


Figura C.1 – Modelo utilizado para controlador da etapa *Buck*.

Fonte: Autoria própria.