



UNIVERSIDADE FEDERAL DO AMAZONAS
FACULDADE DE TECNOLOGIA
ENGENHARIA ELÉTRICA - ELETRÔNICA

Investigação de estratégias de controle clássicas aplicadas em um conversor
CC alimentado por um sistema fotovoltaico

Gustavo Modesto Torres

MANAUS-AM

2021

Gustavo Modesto Torres

Investigação de estratégias de controle clássicas aplicadas em um conversor CC
alimentado por um sistema fotovoltaico

Monografia apresentada à Coordenação do
Curso de Engenharia Elétrica da Universi-
dade Federal do Amazonas, como parte dos
requisitos necessários à obtenção do título de
Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Renan Landau Paiva de Medeiros

MANAUS-AM

2021

Ficha Catalográfica

Ficha catalográfica elaborada automaticamente de acordo com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

T693i Torres, Gustavo Modesto
Investigação de estratégias de controle clássicas aplicadas em um conversor CC alimentado por um sistema fotovoltaico / Gustavo Modesto Torres . 2021
76 f.: il. color; 31 cm.

Orientador: Renan Landau Paiva de Medeiros
TCC de Graduação (Engenharia Elétrica - Eletrônica) -
Universidade Federal do Amazonas.

1. Conversor buck. 2. Microrredes. 3. Equação Diofantina. 4. Fórmula de Ackermann. 5. Painel Fotovoltaico. I. Medeiros, Renan Landau Paiva de. II. Universidade Federal do Amazonas III. Título

Gustavo Modesto Torres

Investigação de estratégias de controle clássicas aplicadas em um conversor CC alimentado por um sistema fotovoltaico

Monografia apresentada à Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Amazonas, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Aprovado em 23 de novembro de 2021.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Renan Landau Paiva de Medeiros
Universidade Federal do Amazonas - UFAM



Prof. Dr. Florindo Antônio de Carvalho Ayres Junior
Universidade Federal do Amazonas - UFAM



Prof. Bel. Isaías Valente de Bessa
Universidade Federal do Amazonas - UFAM

MANAUS-AM

2021

*Dedico este trabalho à minha família,
em especial a meus pais, Gilmara e Alberto,
e a meus irmãos, Lucas e Melissa.*

Agradecimentos

Agradeço à minha família, em especial a meus pais e avós, Gilmara, Alberto, Iran e Cisa por todo o suporte ao longo de toda a minha caminhada e por serem fontes de grande admiração. Agradeço também aos meus irmãos, Lucas e Melissa, e a meus primos, David e Daniel por todos os momentos de descontração e diversão.

Agradeço também a todos os amigos que tive a honra de conhecer, pelo apoio, por termos dividido momentos de alegria e desespero, pelas conversas na fila do RU e pelo compartilhamento de conhecimento e experiências. Reforço o agradecimento ao Isaías por toda a ajuda prestada ao longo deste trabalho e pela Marenice por compartilhar seus trabalhos relacionados ao painel fotovoltaico. Sem a contribuição de todos essa caminhada teria se tornado mais difícil.

Agradeço também à Universidade Federal do Amazonas por ter sido um ambiente provedor de grandes aprendizados e agradeço a todos os professores que cruzaram o meu caminho, em especial à prof.^a Dra. Karla Tribuzy, por ter compartilhado grandes aprendizados sobre escrita científica, e ao prof.^o Dr. Renan Landau, por ter me guiado dentro do universo da pesquisa científica.

”O importante é não parar de questionar...”

(Albert Einstein)

Resumo

Devido aos problemas de poluição e aumento da demanda por fontes de energia renovável, a geração de energia elétrica por painéis fotovoltaicos vem ganhando cada vez mais espaço. Contudo, essa forma de geração possui alguns desafios, como a variação na produção de energia causada por variáveis ambientais e a baixa eficiência das placas solares. Deste modo, esta forma de geração de energia pode ser aplicada em um sistema distribuído, no qual possibilita que diversas fontes geradoras sejam ligadas a diversas cargas e dispositivos, esse conjunto de elementos é conhecido como microrrede. Para possibilitar um correto funcionamento das cargas e minimizar as perdas em uma microrrede em corrente contínua (CC) é comum fazer o uso de conversores. Frente aos desafios, foi proposto neste trabalho a análise de alguns protótipos de microrredes e através de técnicas de controle clássica, como Alocação de Polos, pela Equação Diofantina e pela Fórmula de Ackermann, para mitigar oscilações indesejadas mediante inserção de geração fotovoltaica.

Palavras-chave: Conversor *buck*, Microrredes, Equação Diofantina, Fórmula de Ackermann, Pannel Fotovoltaico.

Abstract

Due to pollution problems and increased demand for renewable energy sources, the generation of electricity by photovoltaic panels has been gaining more and more notoriety . However, this form of generation has some challenges, such as the variation in energy production caused by environmental variables and the low efficiency of solar panels. Thus, this form of energy generation can be applied in a distributed system, which allows different generating sources to be connected to different loads and devices, this set of elements is known as microgrid. In order to enable correct operation of loads and minimize losses in a microgrid in direct current (DC), it is common to use converters. Facing with the challenges, this work proposes the analysis of some microgrid prototypes and using classical control techniques, such as Pole Placement, Diophantine Equation and Ackermann's Formula, to mitigate unwanted oscillations through the insertion of photovoltaic generation.

Keywords: *buck* converter; DC microgrids, Diophantine Equation, *Ackermann's* Formula, Solar panel.

Lista de Figuras

2.1	Esquema elétrico do conversor CC-CC do tipo <i>buck</i> . Adaptado de: (Hart, 2011).	6
2.2	Forma de onda da corrente no capacitor. Adaptado de: (Hart, 2011).	8
2.3	Curvas características da influência da irradiância sobre o painel fotovoltaico.	11
2.4	Modelo de um painel fotovoltaico com perdas série-paralelo.	12
3.1	Estrutura de realimentação de saída.	14
3.2	Controlador PID.	15
3.3	Estrutura de realimentação de estados.	16
3.4	Estrutura de realimentação de estados com seguidor de referência.	16
4.1	Esquema da microrrede utilizada.	21
4.2	(a) Realimentação de saída; (b) Realimentação de estados.	23
5.1	(a) Tensão de saída e o (b) sinal de controle do conversor buck para cada variação de carga.	31
5.2	Tensão de saída do conversor em detalhe nas transições para o teste de variação de carga.	31
5.3	(a) ISE, (b) ITAE, (c) ISSC para cada variação de carga.	32
5.4	Tensão de saída do painel fotovoltaico para a variação de irradiância.	33
5.5	(a) Tensão de saída, (b) sinal de controle e (c) tensão de entrada do conversor buck para o teste de variação de irradiância.	34
5.6	Tensão de saída do conversor em detalhe nas transições para o teste de variação de irradiância.	35
5.7	(a) ISE, (b) ITAE, (c) ISSC para cada variação de irradiância.	36

5.8	(a) Tensão de saída e o (b) sinal de controle do conversor buck para cada variação de referência.	36
5.9	Tensão de saída do conversor em detalhe nas transições para o teste de variação de tensão de referência.	37
5.10	(a) ISE, (b) ITAE, (c) ISSC para cada variação de referência.	38
B.1	Diagrama geral da microrrede.	49
B.2	Diagrama em blocos do painel fotovoltaico.	50
B.3	Diagrama em blocos do conversor <i>buck</i>	51
B.4	Diagrama em blocos geral da estrutura do controlador pela Fórmula de <i>Ackermann</i>	52
B.5	Diagrama em blocos geral da estrutura do controlador pela Equação Diofantina.	53
B.6	Diagrama em blocos da estrutura do controlador por realimentação de estados com seguidor de referência.	54
B.7	Diagrama em blocos da estrutura do controlador por realimentação de saída.	55
B.8	Diagrama em blocos da variação da carga do conversor.	56
B.9	Diagrama em blocos da variação da irradiância sobre o painel fotovoltaico.	57
B.10	Diagrama em blocos da variação da tensão de referência sobre os controladores.	58

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros do painel fotovoltaico.	22
4.2	Parâmetros do conversor <i>buck</i>	23
4.3	Ganhos das metodologias de controle utilizadas.	26

Lista de Abreviaturas e Siglas

CC	corrente contínua
MCC	modo de condução contínua
MCD	modo de condução descontínua
MF	malha fechada
MA	malha aberta
PID	proporcional-integrativo-derivativo
ISE	<i>integral of the square error</i>
ITAE	<i>integral of the time-weighted absolute error</i>
ISSC	<i>integral of the square singal control</i>

Lista de Símbolos

f	Frequência
T	Período
d	Ciclo de trabalho
V_s	Tensão de entrada do conversor
V_o	Tensão de saída
$I_{sc_{ref}}$	Corrente de curto circuito
$V_{o_{ref}}$	Tensão de circuito aberto
α	Coefficiente de temperatura
N_s	Número de células
R_s	Resistência série
R_p	Resistência paralelo
C_{pv}	Capacitância de acoplamento
T_o	Temperatura da Junção
G_o	Irradiância de referência
G	Irradiância
T	Temperatura
V_{ref}	Tensão de referência
G	Função de transferência da planta
I_L	Estado de corrente no indutor
V_C	Estado de tensão no capacitor
R	Resistência de carga
L	Indutância
C	Capacitância
ω_n	Frequência natural não amortecida

ζ_i	Coeficiente de amortecimento
ovs	Máximo sobressinal de projeto ou <i>overshoot</i>
T_{ss}	Tempo de acomodação de projeto
T_s	Período de amostragem
$C_i(s)$	Controladores clássicos da malha interna de controle
$T(s)$	Função de transferência em MF do sistema

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Contextualização	1
1.2	Motivação e justificativa	2
1.3	Objetivos	3
1.3.1	Objetivo geral	3
1.3.2	Objetivos específicos	3
1.4	Estrutura do trabalho	4
2	Conceitos técnicos e teóricos de microrredes	5
2.1	Introdução	5
2.2	Conversor CC-CC <i>buck</i>	5
2.2.1	Análise estática	6
2.2.2	Análise dinâmica	8
2.3	Sistema de geração de energia fotovoltaico	10
2.3.1	Conceitos de energia solar	10
2.3.1.1	Irradiância	10
2.3.1.2	Células e painéis fotovoltaicos	10
2.3.1.3	Influência da irradiância e temperatura	11
2.3.2	Modelo matemático com perdas série-paralelo	11
2.4	Conclusão	12
3	<i>Background</i> de sistemas de controle	13
3.1	Introdução	13
3.2	Sistemas de controle realimentados	13
3.2.1	Realimentação de saída	14

3.2.2	Realimentação de estados	15
3.2.3	Desempenho de sistemas realimentados	17
3.3	Estratégias de controle contínuo	18
3.3.1	Projeto de controlador utilizando realimentação de saída por Equação Diofantina	18
3.3.2	Projeto de controlador utilizando realimentação de estados pela Fórmula de <i>Ackermann</i>	19
3.4	Conclusão	20
4	Procedimentos metodológicos	21
4.1	Introdução	21
4.2	Dimensionamento da microrrede	21
4.2.1	Projeto do painel fotovoltaico	22
4.2.2	Projeto do conversor <i>buck</i>	22
4.3	Projeto dos controladores	23
4.3.1	Projeto de controlador utilizando realimentação de saída por Equação Diofantina	24
4.3.2	Projeto de controlador utilizando realimentação de estados pela Fórmula de <i>Ackermann</i>	25
4.3.3	Ganhos obtidos para os controladores	25
4.4	Descrição do ambiente de simulação	26
4.5	Descrição dos testes	26
4.5.1	Variação de carga do conversor	26
4.5.2	Variação de irradiância sobre o painel fotovoltaico	27
4.5.3	Variação de tensão de referência do controlador	27
4.5.4	Cálculo dos índices de desempenho	28
4.6	Conclusão	28
5	Análise de resultados	30
5.1	Introdução	30
5.2	Variação de carga	30
5.3	Variação de irradiância	33
5.4	Variação de tensão de referência	35

5.5	Conclusão	38
6	Considerações Finais	40
6.1	Trabalhos futuros	41
	Referências Bibliográficas	42
A	Código utilizado para a realização dos experimentos	44
B	Diagrama em bloco das simulações	49

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

Devido ao quantitativo de poluição e destruição ocasionado pela utilização de combustíveis fósseis, cada vez mais aumenta-se o interesse da academia no estudo e desenvolvimento de formas alternativas renováveis de geração de energia elétrica. Uma categoria desse tipo de geração é a energia elétrica gerada pelo efeito fotovoltaico. Entretanto, esta forma de geração apresenta baixa eficiência quanto a geração de energia elétrica, devido aos seus aspectos construtivos, bem como a fatores externos, como: irradiação e temperatura (Mahela and Shaik, 2017).

Uma microrrede é composta essencialmente por sistemas de geração distribuída, o qual pode ser composta pelos seguintes componentes: fontes de energia, sistema de armazenamento de energia, conversores de potência e cargas (Elsayed et al., 2015). Com o avanço atingido pela eletrônica de potência, bem como a crescente utilização de cargas CC, como por exemplo, sistemas de comunicação, carros elétricos, aeronaves, diversos estudos estão dando ênfase as condições de estabilidade e desempenho de microrredes CC, o qual prioriza a interligação de fontes de energia renovável com conversores de potência CC, que por sua vez alimentam cargas (Elsayed et al., 2015; Kumar et al., 2019; Riccobono and Santi, 2014).

Entretanto, um dos principais problemas para as microrredes CC é uma potencial degradação da estabilidade entre conversores, quando estes são conectados em cascata. Tal interação pode proporcionar efeitos indesejados, promovendo oscilações no sistema, bem como podendo promover instabilidade, deste modo diversos estudos propõem a inves-

tigação de técnicas e critérios para garantir a estabilidade e desempenho das microrredes frente a tal problemática (Riccobono and Santi, 2014; Dragičević et al., 2016).

Sendo assim, neste trabalho é proposto o projeto de um regulador de tensão por meio de um conversor do tipo *buck* conectado a uma carga resistiva e alimentado por geração fotovoltaica. As metodologias de controle por realimentação de saída e de estados são projetadas por meio da Alocação de Polos, sendo utilizada Equação Diofantina e Fórmula de Ackermann, respectivamente, para minimizar oscilações no sistema.

1.2 Motivação e justificativa

A energia elétrica gerada pelo efeito fotovoltaico tem ganhado cada vez mais espaço frente aos desafios energéticos mundial. Essa modalidade de geração apresenta diversos desafios, devido aos seus aspectos construtivos, bem como a fatores externos, como: irradiação e temperatura (Mahela and Shaik, 2017). Nesse cenário, surge o conceito de redes distribuídas, com ênfase nas microrredes CC-CC. Logo, a utilização de conversores de potência CC-CC têm grande importância para regulação, de forma eficiente, da saída gerada pelos seguintes componentes: fontes de energia, sistema de armazenamento de energia, conversores de potência e cargas (Elsayed et al., 2015).

Como trabalhos relevantes no estado da arte, em (Qiu and Sun, 2017), é proposto um sistema de geração fotovoltaica com dois estágios de controle, sendo o primeiro, uma ligação em cascata de processadores de potência diferencial e o segundo, apresenta um único conversor CC-CC, como um *dual phase-shift controlled full bridge converter*.

Em (Carli et al., 2020), é apresentado o estudo de estratégia de controle utilizando um modelo de predição por meio de variáveis de ambiente para gerenciar o consumo energético de um sistema distribuído em uma marina, contendo geração fotovoltaica e armazenadores de energia.

Em (Han et al., 2017), é discutida uma estratégia de gerenciamento de energia em vários estados de operação, como o estado de carga do banco de baterias, condições da carga e a potência de saída do painel fotovoltaico, em uma microrrede CC, no qual é composto por um sistema com geração fotovoltaica, armazenadores de energia e uma célula de combustível.

Já em (Iovine et al., 2017), uma solução não linear de controle aliada a conversores

buck e *boost* é utilizada em um sistema distribuído incluindo painéis fotovoltaicos e armazenadores de energia, como baterias e supercapacitores. Em ambos os trabalhos, as soluções visam um melhor aproveitamento da geração fotovoltaica e minimizar os problemas de instabilidade do sistema e, por serem trabalhos recentes, é possível verificar a importância do tema na atualidade.

Neste contexto, este trabalho propõe um projeto de um regulador de tensão por meio de um conversor do tipo *buck* conectado a uma carga resistiva e alimentado por geração fotovoltaica. As metodologias de controle por realimentação de saída e de estados são projetadas por meio da metodologia de alocação de polos, sendo utilizada a equação Di-fantina e fórmula de Ackermann, respectivamente, para minimizar oscilações no sistema mediante inserção de geração fotovoltaica.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo geral

Investigar estratégias de controle clássico aplicados à microrrede CC, objetivando garantir a estabilidade e desempenho, quando ocorre a inserção de geração solar fotovoltaica, bem como a interação de conversores de potência.

1.3.2 Objetivos específicos

- Desenvolver um modelo matemático que descreva de forma satisfatória o comportamento da dinâmica entre conversores;
- Desenvolver um modelo matemático que descreva de forma satisfatória o comportamento de geração fotovoltaica;
- Projetar controladores para o problema de regulação de tensão de conversores CC-CC aplicados em microrredes CC;
- Desenvolver um simulador em ambiente computacional que descreva adequadamente o comportamento dinâmico de uma microrrede CC, quando alimentado por uma fonte de energia solar fotovoltaica;

1.4 Estrutura do trabalho

O restante do trabalho está organizado na seguinte estrutura:

- Capítulo 2: aborda sobre os conceitos fundamentais sobre as técnicas presentes neste trabalho, com ênfase sobre os conceitos de painéis fotovoltaicos, apresentando a base para a formulação do seu respectivo modelo matemático, assim como o modelo de conversor de potência CC-CC, abordando a cerca da modelagem e linearização do conversor *buck*.
- Capítulo 3: descreve os conceitos fundamentais a cerca das estratégias de controle propostas neste trabalho, apresentando as topologias, desempenhos dinâmicos e a base para síntese dos controladores.
- Capítulo 4: trata da metodologia utilizada no trabalho, descrevendo o cenário experimental utilizado, os procedimentos para a realização do projeto do conversor *buck*, projeto do painel fotovoltaico e projeto dos controladores propostos. Em seguida, descreve os testes e cálculo dos índices de desempenho para avaliar de forma quantitativa as estratégias propostas.
- Capítulo 5: analisa os dados obtidos durante as simulações dos sistemas de controle propostos a partir de testes de variações;
- Capítulo 6: Neste capítulo, são apresentados as conclusões finais a cerca dos resultados deste trabalho e são abordados pontos para estudos futuros.

Capítulo 2

Conceitos técnicos e teóricos de microrredes

2.1 Introdução

Uma microrrede é composta essencialmente por sistemas de geração distribuída, o qual pode ser composta pelos seguintes componentes: fontes de energia renovável, sistema de armazenamento de energia, conversores de potência e cargas. A microrrede pode ou não estar conectada à rede principal de distribuição de energia elétrica, bem como pode estar conectada a outras microrredes, podendo ser aplicadas em sistemas de comunicação, carros elétricos, aeronaves. As microrredes CC possibilitam a interligação de fontes de energia renovável com conversores de potência CC, que por sua vez alimentam cargas (Elsayed et al., 2015).

A partir disso, este capítulo irá tratar sobre os principais elementos constituintes da microrrede proposta neste trabalho, sendo abordados os princípios e procedimentos para a modelagem do conversor *buck*, responsável pela regulação do nível de tensão sobre o barramento CC e, por fim, apresentar a base teórica e o modelo de um painel fotovoltaico, a fonte geradora de energia da microrrede proposta.

2.2 Conversor CC-CC *buck*

conversores CC-CC são dispositivos projetados para realizar variação em nível de tensão CC em relação a sua entrada. Quando um conversor CC abaixa o nível de tensão

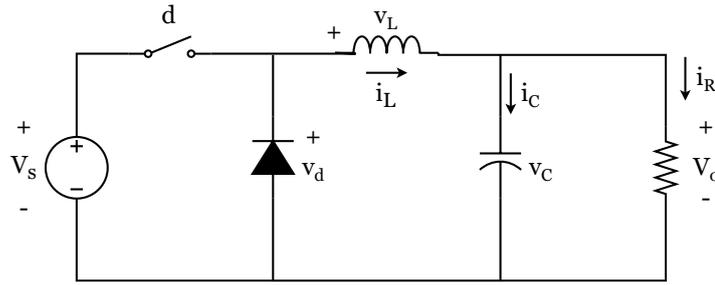


Figura 2.1: Esquema elétrico do conversor CC-CC do tipo *buck*. Adaptado de: (Hart, 2011).

CC em relação a sua tensão de entrada, este conversor é chamado Conversor *buck*. Já quando o conversor aumenta o nível de tensão acima de sua tensão de entrada, este é chamado conversor *boost* (Hart, 2011). Na Figura 2.1 é apresentado o esquema elétrico dos conversores *buck*.

Nas seções seguintes serão apresentados os modelos estáticos e dinâmicos dando ênfase ao modo de condução contínua para o conversor CC-CC *buck*.

2.2.1 Análise estática

Para a análise estática, são feitas as seguintes considerações (Hart, 2011):

- A corrente no indutor e tensão no capacitor são ondas periódicas;
- A corrente média no indutor e a tensão média no capacitor são nulas;
- São desprezadas as perdas no circuito;
- A chave opera a uma frequência $f = \frac{1}{T}$, estará aberta por um tempo dT e fechada por um tempo $(1 - d)T$.

Nos dois estados da chave, a tensão no indutor está descrita em (2.1).

$$\begin{cases} V_{L_{on}} = V_s - V_0 = fL \frac{\Delta I_{L_{on}}}{d} \Rightarrow T_{on} \\ \delta V_{L_{off}} = -V_0 = fL \frac{\Delta I_{L_{off}}}{d} \Rightarrow T_{off} \end{cases} \quad (2.1)$$

Se $V_L = 0$, as seguintes relações podem ser obtidas:

$$\Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} = 0 \quad (2.2)$$

$$d(V_s - V_0) - (1 - d)V_0 = 0 \quad (2.3)$$

$$V_0 = dV_s \quad (2.4)$$

Sendo o ciclo de trabalho $0 \leq d \leq 1$, pode-se observar que a tensão $V_0 \leq V_s$.

$$I_L = \frac{dV_s}{R} \quad (2.5)$$

Quando as condições do circuito garantem $i_L(t) > 0$, pode-se afirmar que o conversor está operando em modo de condução contínua (MCC). Caso contrário, este está operando em modo de condução descontínua. Neste trabalho os conversores serão dimensionados para operarem em MCC (Hart, 2011).

Em (2.6) é descrita as expressões dos valores da corrente máxima e mínima no indutor.

$$\begin{cases} I_{L_{max}} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \\ I_{L_{min}} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \end{cases} \quad (2.6)$$

Por meio das equações (2.2), pode-se escrever a seguinte expressão referente ao *ripple* de corrente.

$$\Delta I_L = \frac{d(V_s - V_0)}{fL} \quad (2.7)$$

Como visto, é garantido operar em MCC, se $I_{L_{min}} > 0$. Logo, utilizando as expressões (2.5) e (2.7) em (2.6), obteve-se:

$$\begin{aligned} I_{L_{min}} &> 0 \\ \frac{dV_s}{R} - \frac{d(V_s - V_0)}{2fL} &> 0 \\ L &> \frac{R(1-d)}{2f} \end{aligned} \quad (2.8)$$

O *ripple* de tensão do capacitor pode ser obtido a partir da curva da forma de onda da corrente no capacitor, conforme mostrada na 2.2.

A relação entre a carga acumulada no capacitor e a variação de corrente no indutor é descrita na expressão (2.9).

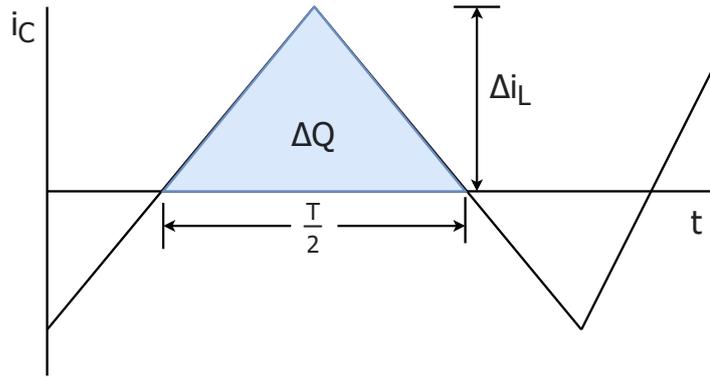


Figura 2.2: Forma de onda da corrente no capacitor. Adaptado de: (Hart, 2011).

$$\Delta Q = \frac{\Delta I_L}{8f} \quad (2.9)$$

Como $\Delta Q = C\Delta V_0$, tem-se:

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta I_L}{8fC} \quad (2.10)$$

Utilizando (2.7) em (2.10), tem-se:

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{1-d}{8LCf^2} \quad (2.11)$$

Por fim, na análise estática, as expressões (2.7), (2.8) e (2.11) relacionam os principais parâmetros do conversor *buck*: R , L e C . Possibilitando o dimensionamento do conversor a determinados requisitos de projeto.

2.2.2 Análise dinâmica

Para a obtenção do modelo dinâmico do conversor *buck*, utiliza-se a modelagem por espaço de estados média, onde um sistema é modelado durante um período T_1 e por um período T_2 . Deste modo, o modelo médio é determinado em (2.12).

$$(T_1 + T_2) \dot{x} = T_1 \dot{x}_1 + T_2 \dot{x}_2 \quad (2.12)$$

Modelando o conversor *buck* pela abordagem de espaço de estados médio, durante o período T_{on} , é mostrado em (2.13) e durante o período T_{off} , é mostrado em (2.14).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix}_{on} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (2.13)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix}_{off} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Utilizando a expressão (2.12), tem-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_s \\ V_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2.15)$$

Sendo (2.15), o modelo por espaço de estados médio do conversor *buck*. Observa-se a ocorrência de uma não linearidade proveniente de pequenas perturbações que podem ocorrer no ciclo de trabalho d . Logo, será necessário realizar uma linearização em torno de um ponto de operação.

Segue a relação do ciclo de trabalho $d(t)$ representado por um valor constante d^o e uma perturbação δd em (2.16).

$$d(t) = d^o + \delta d \quad (2.16)$$

Resultando em pequenas perturbações em i_L e v_C :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t) = I_L^o + \delta i_L \\ v_C(t) = V_C^o + \delta v_C \end{array} \right. \quad (2.17)$$

O conjunto (I_L^o, V_C^o, d^o) representa o ponto de operação do sistema e em (2.18) é mostrada mais uma relação entre as componentes do ponto de operação:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_L^o = \frac{d^o V_s}{R} \\ V_C^o = d^o V_s \end{array} \right. \quad (2.18)$$

Após realizada a linearização sobre o ponto de operação do sistema, obteve-se o modelo descrito em (2.19).

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \delta \dot{i}_L \\ \delta \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta i_L \\ \delta v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \delta d \\ \delta V_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta i_L \\ \delta v_C \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2.19)$$

Por fim, a função de transferência linearizada para pequenas perturbações em d é mostrada em (2.20).

$$\delta G(s) = \frac{\delta V_o(s)}{\delta D(s)} = \frac{\frac{V_s}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (2.20)$$

2.3 Sistema de geração de energia fotovoltaico

2.3.1 Conceitos de energia solar

2.3.1.1 Irradiância

A irradiância é uma grandeza utilizada para mensurar a variação de energia incidente sobre a superfície de um corpo, em outras palavras, representa a potência incidente sobre uma área, sendo geralmente expressa em W/m^2 (*Watt* por metro quadrado). A importância dessa grandeza está na forma de determinar o quanto de potência está sendo incidido sobre a área de um painel fotovoltaico, sendo uma grandeza dependente das condições do ambiente no qual o sistema está exposto (Villalva, 2012).

Como padrão, é utilizado o valor de irradiância de referência de $1000 W/m^2$ para a comparação entre painéis fotovoltaicos fabricados.

2.3.1.2 Células e painéis fotovoltaicos

As células fotovoltaicas são unidades capazes de produzir energia elétrica a partir da incidência dos raios solares. Estes dispositivos fotovoltaicos básicos não são capazes de produzir uma grande quantidade de energia individualmente, então é utilizado um conjunto interligado de células fotovoltaicas, formando os painéis fotovoltaicos. Estes arranjos podem também ser denominados como módulos ou placas solares na literatura (Villalva, 2012).

2.3.1.3 Influência da irradiância e temperatura

O desempenho geral dos painéis fotovoltaicos dependem diretamente de dois principais parâmetros: a irradiância e a temperatura. A corrente de saída reage diretamente a variações referentes a irradiância observada sobre o painel fotovoltaico, ou seja, a corrente de saída será maior a medida que a irradiância sobre o painel aumenta. Em contrapartida, a tensão de saída do painel reage inversamente a variações na temperatura de entrada na placa, em outras palavras, a tensão de saída torna-se menor a medida que a temperatura do módulo aumenta (Villalva, 2012).

Na figura 2.3 é mostrada a curva característica da variação de irradiância sobre o painel fotovoltaico.

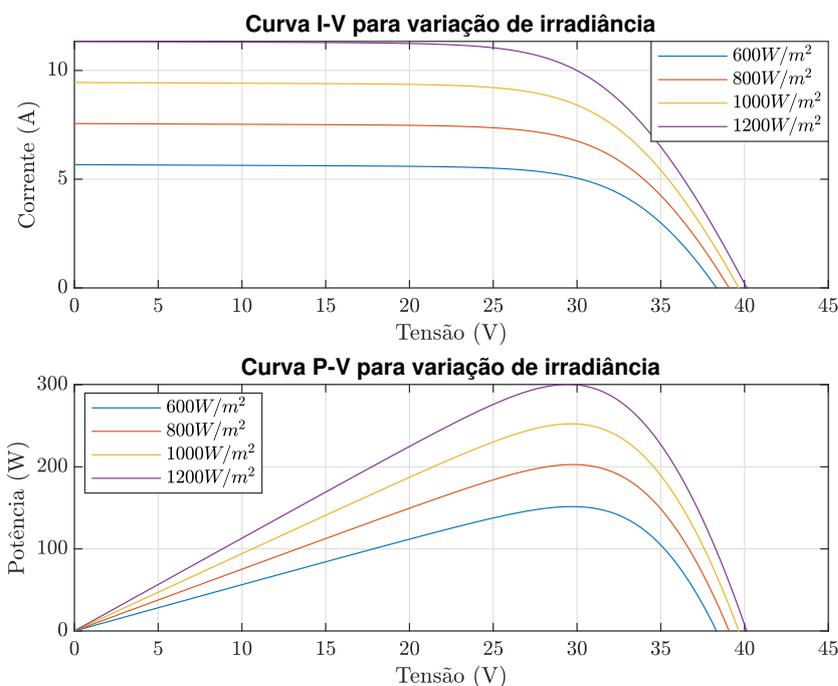


Figura 2.3: Curvas características da influência da irradiância sobre o painel fotovoltaico.

2.3.2 Modelo matemático com perdas série-paralelo

Um painel fotovoltaico é formado por um arranjo série e/ou paralelo de células fotovoltaicas capazes de gerar energia elétrica a partir da energia solar incidente (Jusoh et al., 2013). Na Figura 2.4 é mostrado um modelo de um painel fotovoltaico considerando perdas série-paralelo proposto por (Rekioua and Matagne, 2012), o comportamento de um painel fotovoltaico pode ser descrito por uma fonte de corrente I_{ph} , o qual dependente

da irradiância G e da temperatura da junção T incidentes sobre o painel, e da curva de tensão no diodo. A equação (2.21) descreve a corrente de saída do painel I_{pv} .

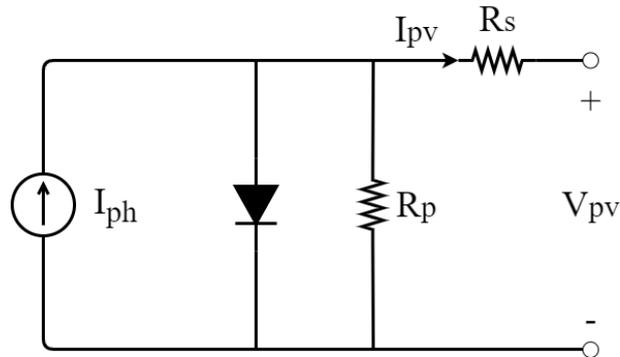


Figura 2.4: Modelo de um painel fotovoltaico com perdas série-paralelo.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_o \left(e^{\frac{V_d}{nV_T}} - 1 \right) - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_p} \quad (2.21)$$

onde, I_{pv} é a corrente de saída do painel; I_{ph} é a foto-corrente; I_o é a corrente de saturação do diodo; V_d é a tensão do diodo; n é o fator de idealidade; V_T é o *stress* térmico; V_{pv} é a tensão de saída do painel; R_s e R_p são as resistências série e paralelo, respectivamente.

2.4 Conclusão

Neste capítulo foram descritos os princípios teóricos acerca dos elementos constituintes da microrrede proposta neste trabalho, no qual iniciou-se apresentando sobre a base teórica do conversor *buck* mediante a formulação dos modelos dinâmico e estático

Por fim, fora tratado acerca dos princípios que envolvem a geração de energia fotovoltaica, assim como a concepção do modelo de perdas série-paralelo.

Capítulo 3

Background de sistemas de controle

3.1 Introdução

Neste capítulo, serão abordados os conceitos fundamentais sobre as técnicas de sistemas de controle que envolve a temática deste trabalho. Diante disso, serão apresentados uma revisão sobre sistemas de controle realimentados, apresentando as características dinâmicas das estruturas de realimentação de saída e realimentação de estados.

Por fim, serão apresentados alguns detalhes em relação aos passos de projeto das estratégias de controle da microrrede proposta, sendo estes utilizando controladores sintonizados pelos métodos de alocação de polos: Fórmula de *Ackermann* e Equação Diofantina.

3.2 Sistemas de controle realimentados

Considerando um sistema modelado por espaço de estados descrito pela equação 3.1.

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (3.1)$$

onde, u é a entrada de controle ou ação de controle, x é o vetor de estados e y é a saída do sistema (Chen, 1999).

Logo, a função de transferência do sistema descrito em 3.1 é mostrado em 3.2.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B \quad (3.2)$$

O polinômio característico do sistema pode ser determinado através da equação 3.3,

por meio deste é possível determinar as características dinâmicas do sistema.

$$D(s) = \det(sI - A) \quad (3.3)$$

Nos tópicos seguintes serão abordados mais detalhes sobre os tipos de sistemas realimentados e a base sobre as estratégias de controle clássicas que serão utilizadas no projeto de controladores da microrrede projetada.

3.2.1 Realimentação de saída

A primeira estratégia clássica de controle abordada neste projeto é por meio da realimentação de saída. Esta técnica é utilizada para tornar o sistema em malha fechada (MF) estável e/ou modificar o comportamento dinâmico para condições desejadas (D’Azzo and Houpius, 1988; Chen, 1999). Na Figura 3.1 é mostrada uma estrutura de realimentação de saída.

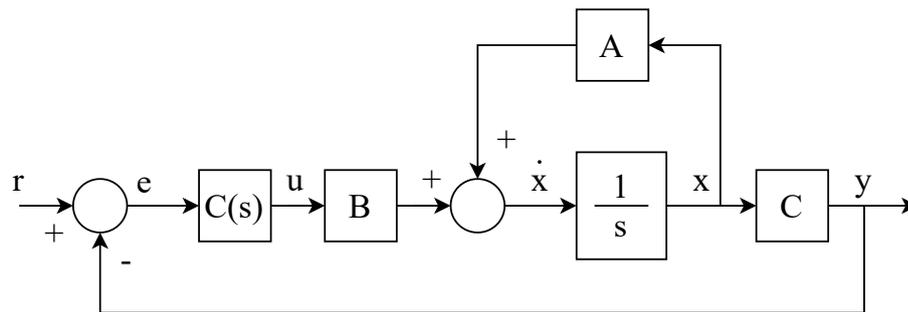


Figura 3.1: Estrutura de realimentação de saída.

A estrutura de realimentação de saída regula o comportamento da planta por meio do erro observado no sistema. O sinal de erro é gerado a partir da diferença entre um sinal de referência r e o sinal de saída y . Já o sinal de controle u é responsável por regular a saída do sistema, sendo determinado pelo produto entre o erro r e o bloco do controlador $C(s)$ (Bazanella, 2005).

O controlador proporcional-integral-derivativo (PID), mostrada na Figura 3.2, é uma das estruturas de controle por realimentação de saída.

O controlador PID processa o sinal de erro de forma proporcional, integrativa e derivativa. O controlador PID pode ser modelado pela função de transferência apresentada na equação 3.4.

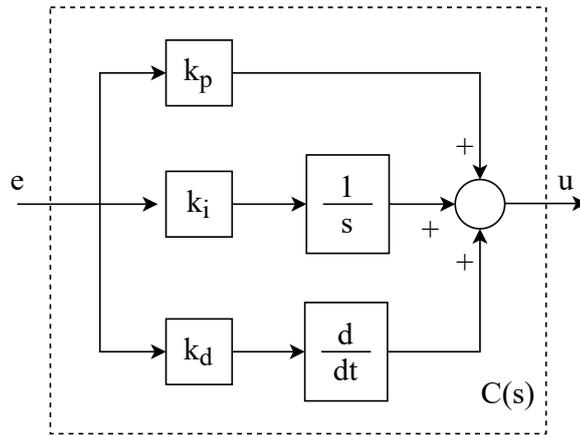


Figura 3.2: Controlador PID.

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s = \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{s} \quad (3.4)$$

onde, k_p , k_i e k_d representam os ganhos proporcional, integrativo e derivativo, respectivamente. O ganho proporcional k_p está relacionado a velocidade da resposta do sistema. O ganho derivativo k_d está relacionado com o avanço no tempo de resposta do sistema. Já o ganho integrativo k_i está relacionado a capacidade do controlador eliminar o erro com o decorrer do tempo, quanto maior o seu valor, mais rápido ocorre esse efeito. Outro ponto positivo da adição da componente integrativa é garantir erro nulo ao degrau em sistema do tipo 0 (Bazanella, 2005).

Contudo, a utilização da estrutura de realimentação de saída resulta em um aumento na ordem global do sistema, podendo ocorrer o aparecimento de dinâmicas indesejadas. Nesses casos, pode-se optar pela estrutura de realimentação de estados, o qual será abordado no tópico seguinte.

3.2.2 Realimentação de estados

Um sistema de controle implementado a partir da estrutura de realimentação de estados pode ser representado conforme é mostrado na Figura 3.3.

Nesse tipo de estrutura, a dinâmica do sistema é alterada a partir dos seus estados x , modificando a estrutura da matriz A que descreve o polinômio característico do sistema (Chen, 1999). Na equação 3.5 é mostrada a lei de controle desta estrutura.

$$u = r - Kx \quad (3.5)$$

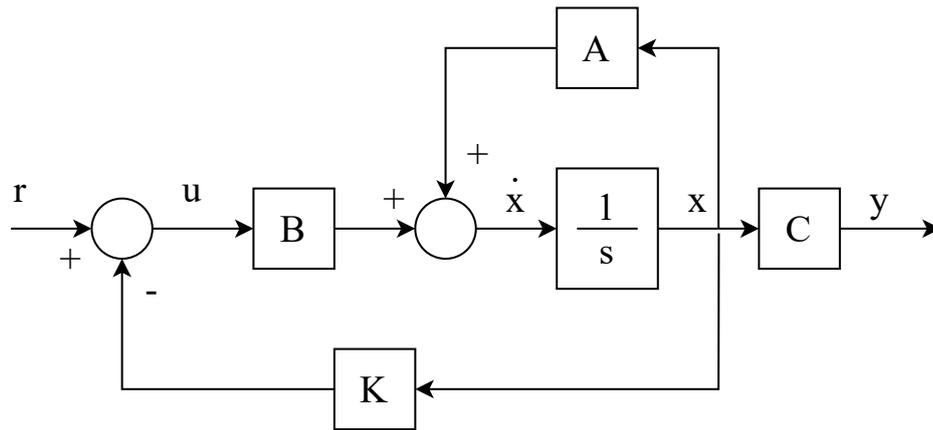


Figura 3.3: Estrutura de realimentação de estados.

Onde, K é o vetor do ganho sobre cada elemento do vetor de estados x . Logo, o sistema em malha aberta (MA) na equação 3.1 pode agora ser representado conforme mostrado na equação 3.6.

$$\begin{cases} \dot{x} = (A - BK)x + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (3.6)$$

Como a ordem do sistema em MF não sofre alterações, em plantas $G(s)$ do tipo 0, a estrutura por realimentação de estados não atingirá a condição de erro nulo ao degrau em regime permanente (Chen, 1999). Para mitigar essa situação, pode-se utilizar a estrutura seguidora de referência, conforme mostrada na Figura 3.4

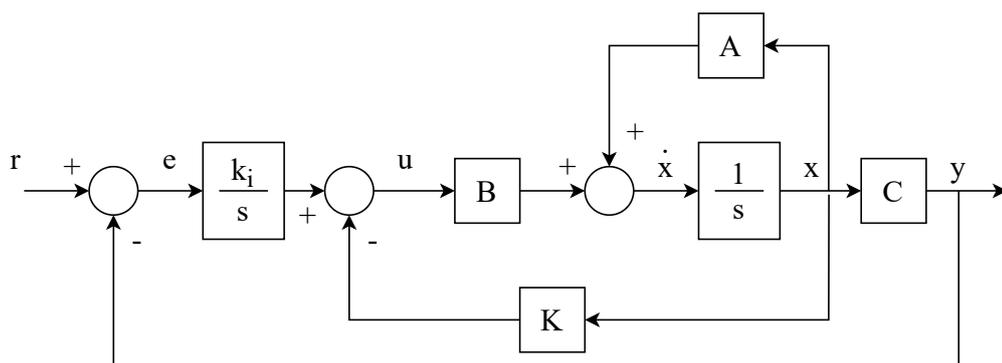


Figura 3.4: Estrutura de realimentação de estados com seguidor de referência.

A estrutura do seguidor de referência resulta em um sistema com ordem expandida, conforme mostrada em 3.7, onde a integral do erro é acrescentado como um dos estados. Para facilitar a notação, representa-se $\dot{v} = e$.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & Bk_i \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \\ y = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} x \end{cases} \quad (3.7)$$

A função de transferência em MF é mostrada na equação 3.8.

$$T(s) = \frac{k_i N(s)}{s + k_i \Delta_c(s)} \quad (3.8)$$

Nesse tipo de estrutura, a primeira malha de controle realimenta os estados com a finalidade tornar o sistema com a dinâmica desejada. A adição da segunda malha de controle, seguindo referência, acrescenta a característica de erro nulo ao degrau a plantas do tipo 0 (Chen, 1999).

3.2.3 Desempenho de sistemas realimentados

O desempenho dinâmico do sistema pode ser determinado a partir da obtenção de parâmetros provenientes do polinômio característico da planta, principalmente pelos dominantes. Na equação 3.9, é mostrado o polinômio característico de segunda ordem. Este polinômio também pode ser utilizado para descrever de forma aproximada o comportamento da maioria dos sistemas lineares (D'Azzo and Houpius, 1988).

$$D(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.9)$$

Onde, ζ é denominado coeficiente de amortecimento e ω_n é a frequência natural não amortecida. Se $\zeta > 1$, o sistema é classificado como superamortecido, já quando $0 < \zeta < 1$, o sistema é classificado como subamortecido (D'Azzo and Houpius, 1988).

Nesse contexto, os principais aspectos do comportamento dinâmico de um sistema de segunda ordem são descritos abaixo:

- *Overshoot* (*ovs*): representa o percentual o qual a resposta do sistema ultrapassou a resposta em regime permanente. A ocorrência de um grande *overshoot* em algumas aplicações pode ser bem indesejável, podendo causar grandes oscilações na resposta do sistema;
- Tempo de acomodação (t_s): tempo para a saída do sistema sair de 10% até 90% da

resposta em regime permanente;

- Tempo de subida (t_r): tempo em que o sistema leva para atingir um intervalo de 2% ou 5% do valor de referência;
- Erro em regime permanente (e_{ss}): diferença entre o valor de referência r e o valor final do sistema em regime permanente.

A partir dos parâmetros de desempenho, pode-se determinar os elementos ζ e ω_n , como expresso em 3.10.

$$\begin{cases} \zeta = -\frac{\log(ovs)}{\sqrt{\pi^2 + \log(ovs)^2}} \\ \omega_n = -\frac{\log(e_{ss})}{\zeta \cdot t_{ss}} \end{cases} \quad (3.10)$$

Dessa forma, com o conjunto desses parâmetros de desempenho definidos como aspectos desejados ao projeto dos controladores, pode-se determinar condições para que o sistema em MF atinja a dinâmica desejada.

Sendo assim, os tópicos seguintes tratarão dos passos para o projeto de estratégias de controle contínuo utilizando as duas abordagens de realimentação apresentados anteriormente.

3.3 Estratégias de controle contínuo

3.3.1 Projeto de controlador utilizando realimentação de saída por Equação Diofantina

A estratégia de Alocação de Polos baseia-se no posicionamento de polos em malha fechada, a fim de atender uma determinada especificação de desempenho desejada, previamente estabelecida pelo projetista (Bazanella, 2005).

Esta metodologia de projeto de controlador por sua vez, parte do princípio de igualdade entre um denominador desejado e uma expressão obtida da planta do sistema na presença de um controlador, esta igualdade é denominada de equação Diofantina. Sendo $G(s)$ e $C(s)$, a planta do sistema em malha aberta e o compensador, respectivamente.

Considerando tal raciocínio a equação 3.11 descreve a planta e a estrutura de controle selecionada, sendo este um controlador PID.

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad e \quad C(s) = \frac{A(s)}{B(s)} \quad (3.11)$$

Aplicando a metodologia pode-se escrever o polinômio característico, conforme apresenta a relação 3.12.

$$\Delta_c(s) = A(s)N(s) + B(s)D(s) \quad (3.12)$$

O polinômio desejado pode ser expresso conforme 3.13.

$$\Delta_d(s) = s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_{n-2}s + a_n \quad (3.13)$$

A partir da igualdade entre o polinômio desejado e a equação característica em 3.14, isolando cada termo da equação, pode-se constituir um sistema de equações lineares as quais dependem especificamente dos parâmetros do controlador. Vale ressaltar para que o sistema possua uma solução única e determinada, o grau do polinômio desejado, deve ser igual ao grau do polinômio característico (Bazanella, 2005).

$$\Delta_d(s) = \Delta_c(s) \quad (3.14)$$

3.3.2 Projeto de controlador utilizando realimentação de estados pela Fórmula de *Ackermann*

Em um sistema de controle por realimentação de estados, uma alternativa para alocar polos em MF é utilizar a Fórmula de *Ackermann* (Iswanto and Ma'arif, 2020).

Considere um sistema representado por espaço de estados,

$$\dot{x} = Ax - Bu \quad (3.15)$$

O sinal de controle por realimentação de estados, sendo

$$u = r - Kx \quad (3.16)$$

Logo, a partir das expressões 3.15 em 3.16, obtém-se

$$\dot{x} = (A - BK)x \quad (3.17)$$

Pode-se assumir então que

$$\bar{A} = A - BK \quad (3.18)$$

Sendo $\phi(\bar{A})$ a equação característica desejada para o sistema em MF. Por fim, para n sendo um inteiro, os ganhos da realimentação de estados podem ser definidos, conforme segue em 3.19.

$$K = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B & AB & \cdots & A^{n-1} & B \end{bmatrix}^{-1} \phi(A) \quad (3.19)$$

Onde,

$$\phi(A) = A^n + \alpha_1 A^{n-1} + \cdots + \alpha_{n-1} A + \alpha_n I \quad (3.20)$$

Sendo, α_k o k -ésimo coeficiente da equação característica em MF.

3.4 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentados os conceitos fundamentais sobre as técnicas de sistemas de controle a serem utilizadas nas seções seguintes para o projeto dos controladores que, posteriormente, serão incluídos na microrrede proposta.

Diante disso, foram apresentados os conceitos básicos acerca das estruturas de controle realimentadas pela saída e realimentadas pelos estados, relacionando suas principais características e suas aplicações. Em seguida foram apresentados os principais aspectos dinâmicos dos sistemas realimentados.

Por fim, essa fundamentação culminou na apresentação dos passos de projetos de controladores no tempo contínuo, possibilitando a aplicação da Fórmula de *Ackermann* e Equação Diofantina nos projetos de controladores utilizando a estrutura de realimentação de estados e realimentação de saída, respectivamente.

Capítulo 4

Procedimentos metodológicos

4.1 Introdução

O trabalho tem como objetivo analisar o conversor CC-CC exercendo o trabalho de controle de tensão tendo-se como entrada uma fonte de geração fotovoltaica em uma carga resistiva por meio de técnicas de controle clássica: Equação Diofantina e Fórmula de *Ackermann*. A seguir são descritos os procedimentos para determinação dos parâmetros da microrrede, assim como o projeto dos controladores. Com esses parâmetros estabelecidos, utilizou-se a ferramenta Simulink do software de simulações computacionais Matlab para realizar as simulações. Por fim, é apresentada a descrição dos testes realizados no sistema.

4.2 Dimensionamento da microrrede

A microrrede proposta neste trabalho é mostrada na Figura 4.1.

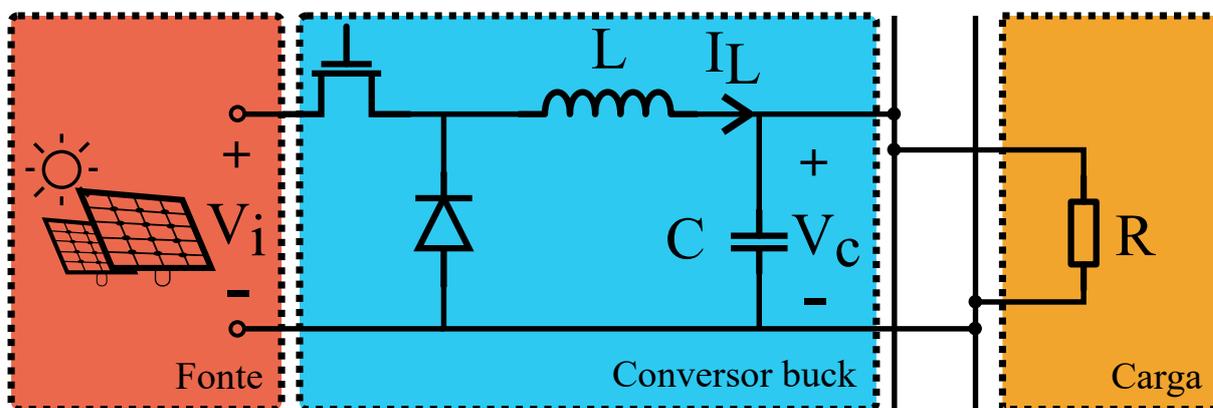


Figura 4.1: Esquema da microrrede utilizada.

4.2.1 Projeto do painel fotovoltaico

Para a entrada da fonte de geração fotovoltaica, os parâmetros utilizados foram baseados na ficha técnica do painel fotovoltaico módulo CS6U-330P (CanadianSolar), os principais parâmetros são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Parâmetros do painel fotovoltaico.

Painel fotovoltaico			
Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Corrente de curto circuito	$I_{sc_{ref}}$	9,45	A
Tensão de circuito aberto	$V_{o_{ref}}$	45,60	V
Coeficiente de temperatura	α	0,53	$mA/^{\circ}C$
Número de células	N_s	72	-
Resistência série	R_s	0,45	Ω
Resistência paralelo	R_p	310,02	Ω
Capacitância de acoplamento	C_{pv}	250,00	mF
Temperatura da Junção	T_o	45	$^{\circ}C$
Irradiância de referência	G_o	1000	W/m^2

4.2.2 Projeto do conversor *buck*

Em seguida, foi realizado o dimensionamento do conversor *buck* de forma que este opere no modo de condução contínua. A seleção dos valores dos componentes foi baseada nos parâmetros de tensão de entrada V_s (tensão de saída do painel fotovoltaico), tensão de saída do ponto de operação V_o , variação da tensão de saída ΔV_o , variação da corrente no indutor ΔI_L e a frequência de oscilação da chave f . Os valores dos componentes que satisfazem as condições dadas em 4.1 são mostradas na Tabela 4.2.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_s = 45,60 \text{ V} \\ V_o = 27,36 \text{ V} \\ \Delta V_o = 5\% \\ \Delta I_L = 1 \text{ A} \end{array} \right. \quad (4.1)$$

Tabela 4.2: Parâmetros do conversor *buck*

Conversor <i>buck</i>			
Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de entrada	V_s	45,60	V
Ciclo de trabalho	d	0,60	-
Tensão de saída	V_o	27,36	V
Frequência	f	20,00	kHz
Resistência da carga	R	12,00	Ω
Indutância	L	1,00	mH
Capacitância	C	2,20	mF

4.3 Projeto dos controladores

Na etapa de projeto do controlador, adotou-se duas metodologias de controle: Realimentação de saída utilizando a Equação Diofantina e realimentação de estados utilizando a Fórmula de *Ackermann*. Ambas as metodologias serão implementadas por um controlador PID regulando nível de tensão de saída por meio do ciclo de trabalho (*duty cycle*) u do chaveamento dos conversores CC-CC, conforme mostrado na Figura 4.2.

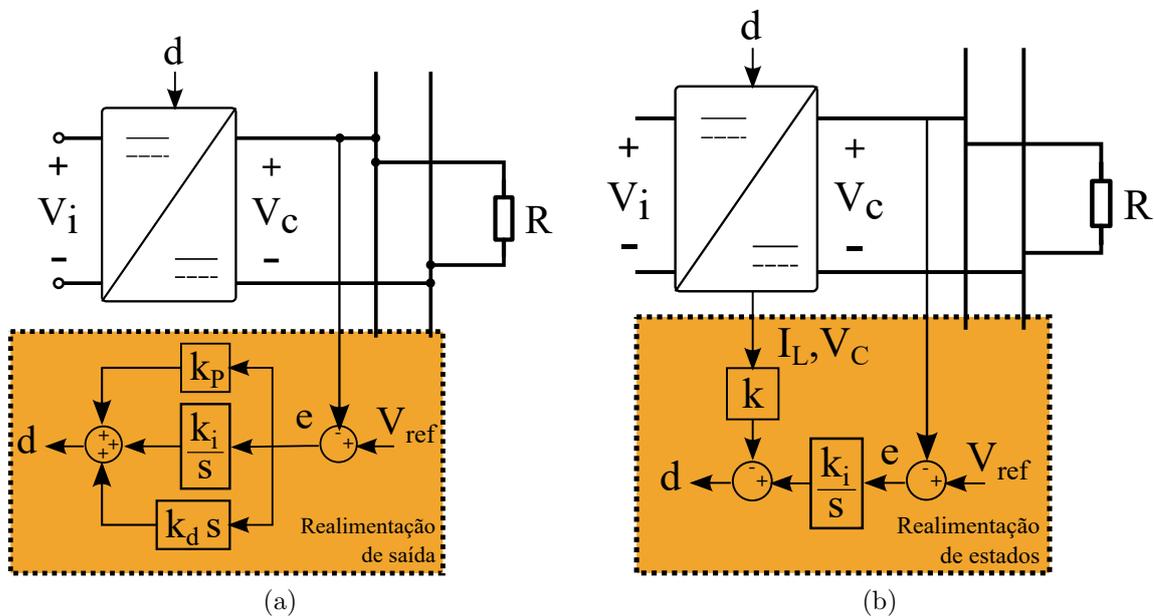


Figura 4.2: (a) Realimentação de saída; (b) Realimentação de estados.

Em 4.2 é mostrada a expressão matemática genérica de um controlador PID, no qual k_p , k_i e k_d representam os ganhos do controlador.

$$C(s) = \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{s} \quad (4.2)$$

Os requisitos de projeto são baseados nos parâmetros de tempo de acomodação t_{ss} , máximo overshoot ovs e erro em regime permanente e_{ss} , respectivamente descritos em 4.3.

$$\begin{cases} t_{ss} \leq 0.5 \text{ s} \\ ovs < 10\% \\ e_{ss} = 0 \end{cases} \quad (4.3)$$

A partir das informações dos requisitos de projeto dos controladores, as seções seguintes descrevem os procedimentos para os projetos dos controladores utilizando realimentação de saída por Equação Diofantina e utilizando realimentação de estados pela Fórmula de *Ackermann*.

4.3.1 Projeto de controlador utilizando realimentação de saída por Equação Diofantina

Para realizar a sintonia do controlador por Equação Diofantina, mostrado na Figura 4.2a, determinou-se a posição dos polos por meio dos requisitos do projeto. Por meio das relações que determinam a dinâmica de sistemas de segunda ordem dada em 4.4 e em seguida, obtendo-se ζ e w_n a fim de satisfazer as condições dadas em 4.4, resultando no que é mostrado em 4.5.

$$\begin{cases} \zeta = -\frac{\log(ovs)}{\sqrt{\pi^2 + \log(ovs)^2}} \\ w_n = -\frac{\log(e_{ss})}{\zeta \cdot t_{ss}} \end{cases} \quad (4.4)$$

$$\begin{cases} \zeta = 0,5912 \\ w_n = 155,8025 \end{cases} \quad (4.5)$$

Em seguida, determinou-se os polos alocados conforme mostrado em 4.6.

$$\begin{cases} p_1 = -92,103 + j1125,66 \\ p_2 = -92,103 - j1125,66 \\ p_3 = -644,7238 \end{cases} \quad (4.6)$$

Utilizando a equação Diofantina apresentado em 3.14, resolvendo o sistema linear e substituindo as variáveis de 4.6, obteve-se os ganhos do controlador PID para o conversor *buck*.

4.3.2 Projeto de controlador utilizando realimentação de estados pela Fórmula de *Ackermann*

Para a estrutura de realimentação de estados, mostrada na Figura 4.2b, foi necessário o uso de um ganho integral k_i para garantir erro nulo ao degrau. Neste sentido, o sistema pode ser representado no espaço de estados pela matriz aumentada em 4.7.

$$\begin{aligned} A_g &= \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ -C_p & 0 \end{bmatrix}, B_g = \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \end{bmatrix}, \\ C_g &= \begin{bmatrix} C_p & 0 \end{bmatrix}, E_g = \begin{bmatrix} E_p \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Em seguida, o ganho $K = \begin{bmatrix} k & -k_i \end{bmatrix}$ de realimentação de estados é determinado em malha fechada, onde temos as matrizes resultantes mostradas na equação (4.8)4.8.

$$\begin{aligned} A_m &= A_g - B_g K \\ C_z &= C_g \end{aligned} \quad (4.8)$$

Por fim, a partir das matrizes resultantes utilizou-se a função $acker(A_g, B_g, P)$ do MATLAB para a obtenção do ganho K por meio da Fórmula de *Ackermann*, sendo P uma matriz coluna com os polos a serem alocados.

4.3.3 Ganhos obtidos para os controladores

Após os procedimentos de projeto dos controladores descritos nas seções 4.3.1 e 4.3.2, obteve-se os ganhos dos controladores para ambas as técnicas utilizadas, Equação Diofantina e Fórmula de *Ackermann*, conforme são apresentados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Ganhos das metodologias de controle utilizadas.

Metodologia	Ganhos		
Eq. Diofantina	k_p	k_i	k_d
	-0,0150	0,7551	3,8165e-5
<i>Ackermann</i>	k_{IL}	k_{VC}	k_i
	0,0173	-0,0165	0,7551

4.4 Descrição do ambiente de simulação

Os dados simulados foram obtidos por meio da utilização da ferramenta *Simulink* presente no software de processamento computacional *MATLAB*. Nesta ferramenta, montou-se o cenário completo da microrrede, incluindo a geração fotovoltaica, o controlador e o modelo da planta no qual corresponde ao modelo do conversor *buck*. Os blocos utilizados podem ser visualizados na Seção B.

4.5 Descrição dos testes

Por fim, foram realizados testes para verificar o comportamento de cada controlador. Neste trabalho, com o intuito de avaliar o desempenho dos controladores, foram realizados três testes: variação da carga, variação de irradiância e variação da tensão de referência. Após realizados os testes, calculou-se os índices de desempenho para cada controlador para cada teste executado.

O sistema é simulado utilizando o software *MATLAB* em conjunto com o ambiente *Simulink* através de uma simulação com um passo fixo de $5 \cdot 10^{-4}$ s. Após iniciada a simulação, espera-se 2,5 s para a saída de tensão V_{pv} do painel fotovoltaico se acomodar no ponto de operação e, em seguida, os testes são iniciados. Os detalhes sobre as variações realizadas são descritos abaixo.

4.5.1 Variação de carga do conversor

O teste de variação da carga consiste em mudar sucessivamente a resistência da carga do conversor *buck*, a fim de simular mudanças em seu carregamento. Neste teste, os valores de tensão de referência $V_{ref} = 27$ V e irradiância $G_o = 1000$ W/m² são constantes. Inicialmente, espera-se 0.75 s para o conversor *buck* acomodar-se no ponto de operação

e, em seguida, as variações foram realizadas partindo de $R = 9 \Omega$ eleva-se até $R = 15 \Omega$ com degraus de $1,5 \Omega$ a cada $0,75 s$:

- Intervalo 1 (4,00 s): Variação de carga de 9Ω para $10,5 \Omega$;
- Intervalo 2 (4,75 s): Variação de carga de $10,5 \Omega$ para 12Ω ;
- Intervalo 3 (5,50 s): Variação de carga de 12Ω para $13,5 \Omega$;
- Intervalo 4 (6,25 s): Variação de carga de $13,5 \Omega$ para 15Ω .

4.5.2 Variação de irradiância sobre o painel fotovoltaico

O teste de variação de irradiância consiste em mudar sucessivamente a irradiância sobre o painel fotovoltaico, a fim de simular mudanças de ambiente em situações reais. Neste teste, os valores de tensão de referência $V_{ref} = 27 V$ e resistência da carga $R_o = 12 \Omega$ são constantes. Inicialmente, espera-se $2 s$ para o conversor *buck* acomodar-se no ponto de operação e, em seguida, as variações foram realizadas partindo de $G = 600 W/m^2$, eleva-se até $G = 1400 W/m^2$ com degraus de $200 W/m^2$ a cada $2 s$.

- Intervalo 1 (6,5 s): Variação de irradiância de $600 W/m^2$ para $800 W/m^2$;
- Intervalo 2 (8,5 s): Variação de irradiância de $800 W/m^2$ para $1000 W/m^2$;
- Intervalo 3 (10,5 s): Variação de irradiância de $1000 W/m^2$ para $1200 W/m^2$;
- Intervalo 4 (12,5 s): Variação de irradiância de $1200 W/m^2$ para $1400 W/m^2$.

4.5.3 Variação de tensão de referência do controlador

O teste de variação de tensão de referência consiste em mudar sucessivamente o *setpoint* dos controladores. Neste teste, os valores de resistência da carga $R_o = 12 \Omega$ e irradiância $G_o = 1000 W/m^2$ são constantes. Inicialmente, espera-se $0,75 s$ para o conversor *buck* acomodar-se no ponto de operação e, em seguida, as variações foram realizadas partindo de $V_{ref} = 25 V$, aumenta-se até atingir $V_{ref} = 29 V$ com degraus de $1,0 V$ a cada $0,75 s$.

- Intervalo 1 (4,00 s): Variação de *setpoint* de $25 V$ para $26 V$;
- Intervalo 2 (4,75 s): Variação de *setpoint* de $26 V$ para $27 V$;

- Intervalo 3 (5, 50 s): Variação de *setpoint* de 27 V para 28 V;
- Intervalo 4 (6, 25 s): Variação de *setpoint* de 28 V para 29 V.

4.5.4 Cálculo dos índices de desempenho

A avaliação de desempenho das estratégias de controle para cada teste foram feitos através do cálculo dos índices de desempenho mostrados na equação 4.9.

$$\begin{aligned}
 ISE &= \int_0^{t_f} e^2 dt \\
 ITAE &= \int_0^{t_f} t |e| dt \\
 ISSC &= \int_0^{t_f} u^2 dt
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Onde $e = V_{ref} - V_o$ é o sinal de erro usado para calcular a integral do erro quadrático (ISE) e a integral do erro absoluto multiplicado pelo tempo (ITAE) enquanto u é o sinal de controle usado para calcular a integral do sinal de controle quadrático (ISSC) (Duarte-Mermoud and Prieto, 2004).

Os controladores foram avaliados de forma quantitativa para cada um dos três testes de variação. Para ser analisado o transitório das variações, utilizou-se uma janela de observação de 0.075 s para os testes variação de carga e tensão de referência e uma janela de 1 s para o teste de variação de irradiância. Em ambos os testes, foram avaliados 4 intervalos de variações em torno do ponto de operação, conforme apresentados na Seção 4.4.

4.6 Conclusão

Neste capítulo foram descritos os procedimentos metodológicos acerca deste trabalho, no qual iniciou-se apresentando sobre o projeto do conversor *buck* visando a sua operação em Modo de Condução Contínua (MCC) e acerca do projeto do painel fotovoltaico a partir do modelo de perdas série-paralelo.

Outro ponto abordado no capítulo foi o projeto e sintonia dos controladores, onde foram utilizando sobre duas estratégias de controle, a primeira utilizando topologia de realimentação de saída por Equação Diofantina e a última utilizando a topologia de realimentação de estados pela Fórmula de *Ackermann*.

Por fim, foram descritos sobre os três testes de avaliação, o qual o sistema será submetido, possibilitando uma simulação dos efeitos oriundos da aplicação das estratégias adotadas neste trabalho. O desempenho dos controladores mediante a execução dos testes será avaliado de forma quantitativa por meio dos índices de desempenho, assunto este abordado neste capítulo.

Capítulo 5

Análise de resultados

5.1 Introdução

Nesta seção, são apresentados os resultados obtidos a partir dos testes propostos na Seção 4. Sendo realizados três testes para avaliar a dinâmica do sistema.

Durante os testes de variação, coletou-se os dados referentes a tensão de saída do conversor e o sinal de controle proveniente das duas estratégias de controladores adotadas. Para realizar um comparativo de cunho quantitativo entre os controladores, realizou-se os cálculos dos índices de desempenho ISE, ITAE e ISSC.

A partir dessas informações, neste capítulo os resultados serão discutidos com o intuito de avaliar as estratégias de controle adotadas.

5.2 Variação de carga

O primeiro teste feito consiste na variação da resistência da carga na saída do conversor *buck*. A Figura 5.1a mostra a resposta da tensão de saída do conversor submetido ao teste de variação de carga e a Figura 5.1b mostra o esforço de controle durante o teste. Para a visualização de mais detalhes das oscilações, na Figura 5.2 são mostradas as variações realizadas durante o teste com aumento.

Conforme a Figura 5.1, é possível observar que ambos os controladores obedeceram as especificações de transitório de forma satisfatória. Observa-se também que as variações da resistência da carga causam uma oscilação na tensão de saída que, por conta das ações de controle, se estabilizam rapidamente. A partir da Figura 5.2, observa-se que o controlador

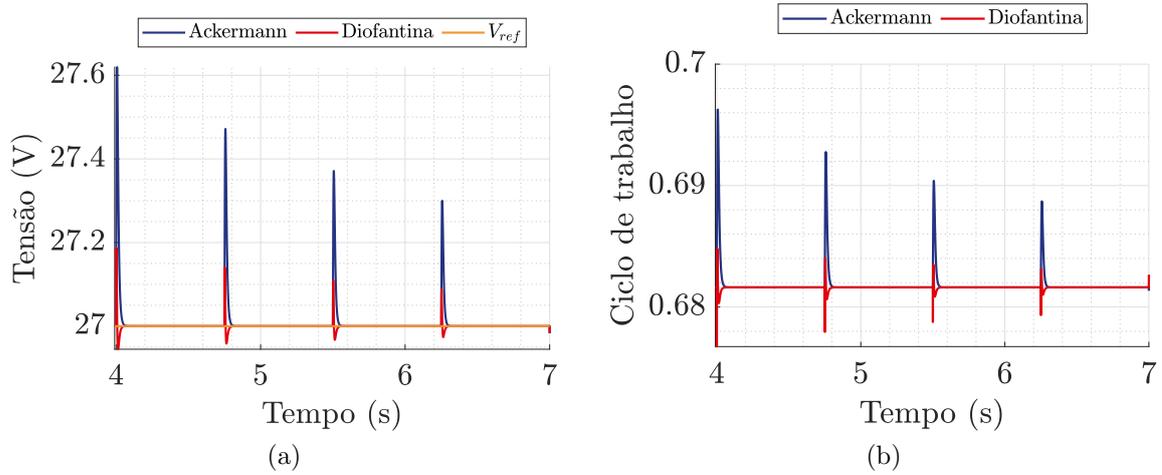


Figura 5.1: (a) Tensão de saída e o (b) sinal de controle do conversor buck para cada variação de carga.

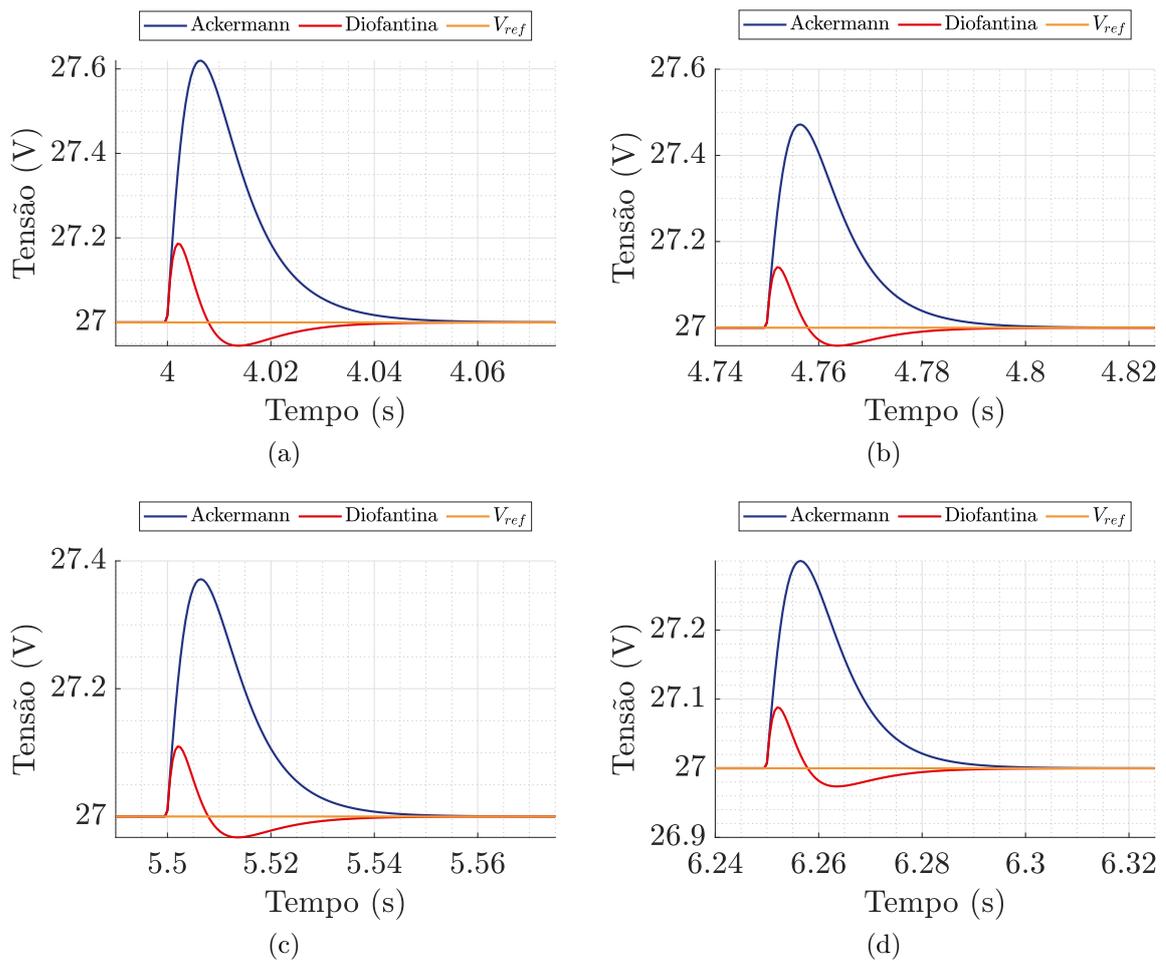


Figura 5.2: Tensão de saída do conversor em detalhe nas transições para o teste de variação de carga.

sintonizado pelo método da Equação Diofantina apresentou menor *ripple* de tensão e tempo de acomodação comparado a estratégia utilizando a Fórmula de *Ackermann*.

Para avaliarmos os desempenhos dos controladores projetados de forma quantitativa, realizou-se o cálculo de três índices de desempenho. Neste contexto, as Figuras 5.3a, 5.3b e 5.3c retratam os índices de desempenho para as variações durante o teste de variação de carga.

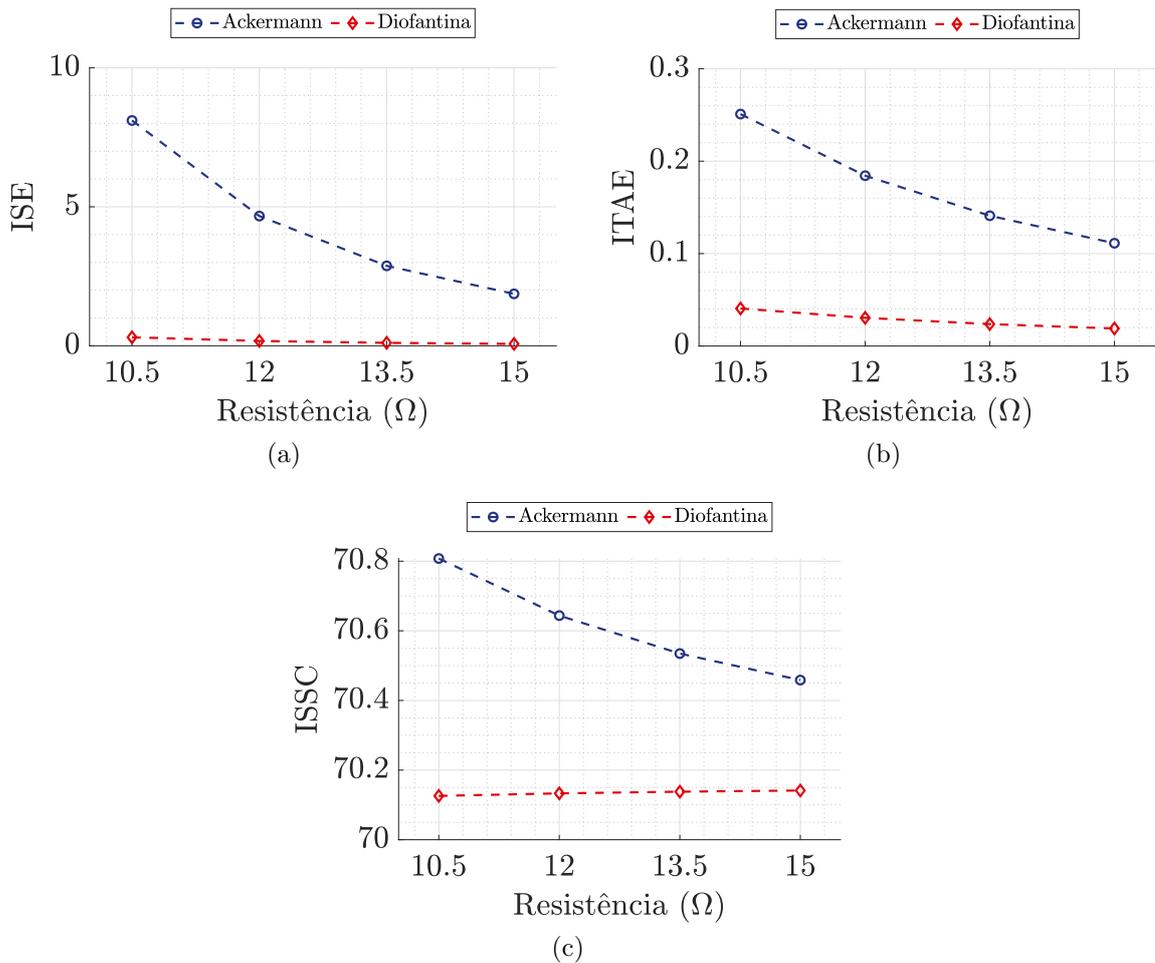


Figura 5.3: (a) ISE, (b) ITAE, (c) ISSC para cada variação de carga.

Quanto aos índices de desempenho apresentados nas Figuras 5.3a e 5.3b, pode-se observar que, para este teste, o controlador projetado pela Fórmula de *Ackermann* apresentou maior acúmulo de erro, visto que possuiu um *overshoot* superior à resposta do controlador pela Equação Diofantina, o qual apresentou menor *overshoot* e mitigou mais rapidamente as oscilações.

É possível observar também que para variações de carga positivas em relação à carga de referência (12 Ω), os controladores apresentaram um acúmulo de erro menor.

A partir da figura 5.3c, observa-se que o controlador pela Equação Diofantina apresentou melhor resultado, visto que apresentou um menor acúmulo de esforço de controle.

5.3 Variação de irradiância

O segundo teste consiste na variação de irradiância sobre o painel fotovoltaico. Para ilustrar os impactos dessa variação sobre a tensão de entrada do conversor, foi realizado um teste variando-se a irradiância e observando a tensão de saída do painel, conforme apresentado na Figura 5.4.

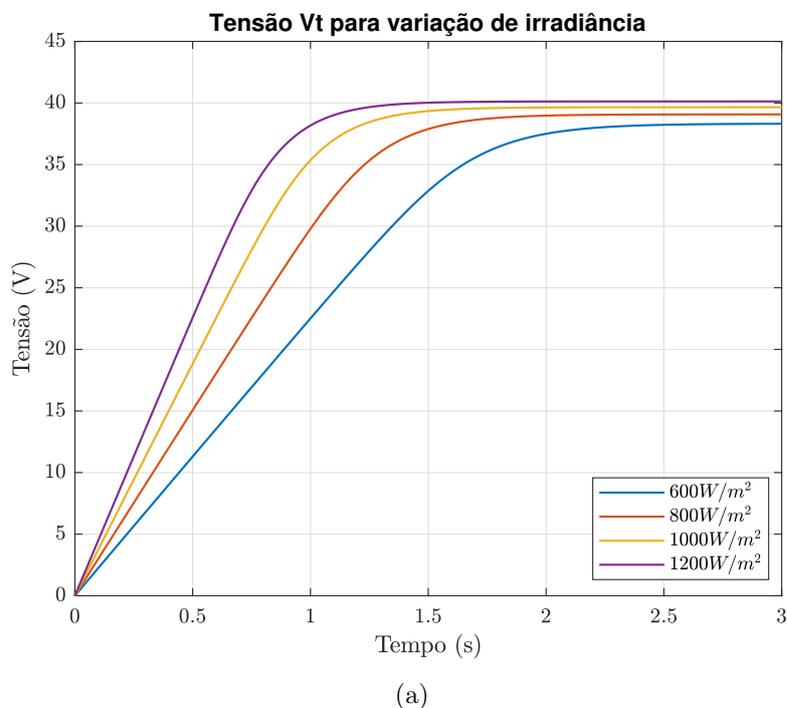


Figura 5.4: Tensão de saída do painel fotovoltaico para a variação de irradiância.

A partir da Figura 5.4, observa-se que variações na irradiância resultam em mudanças na tensão de saída do painel fotovoltaico, conseqüentemente variando a tensão de entrada do conversor *buck*. Essas variações na tensão de entrada do conversor são então reguladas pelos controladores projetados. Pode-se observar também que as variações de irradiância levam em torno de 2,5 s para estabilizarem, esse comportamento pode ser acelerado adicionando-se mais módulos em paralelo.

Após submetido o teste de variação de irradiância, a Figura 5.5a mostra a resposta da tensão de saída do conversor *buck*, a Figura 5.5b mostra o esforço de controle e a Figura 5.5c mostra a tensão de saída do painel fotovoltaico durante o teste. Na Figura 5.6 são

mostradas as variações realizadas durante o teste com aumento.

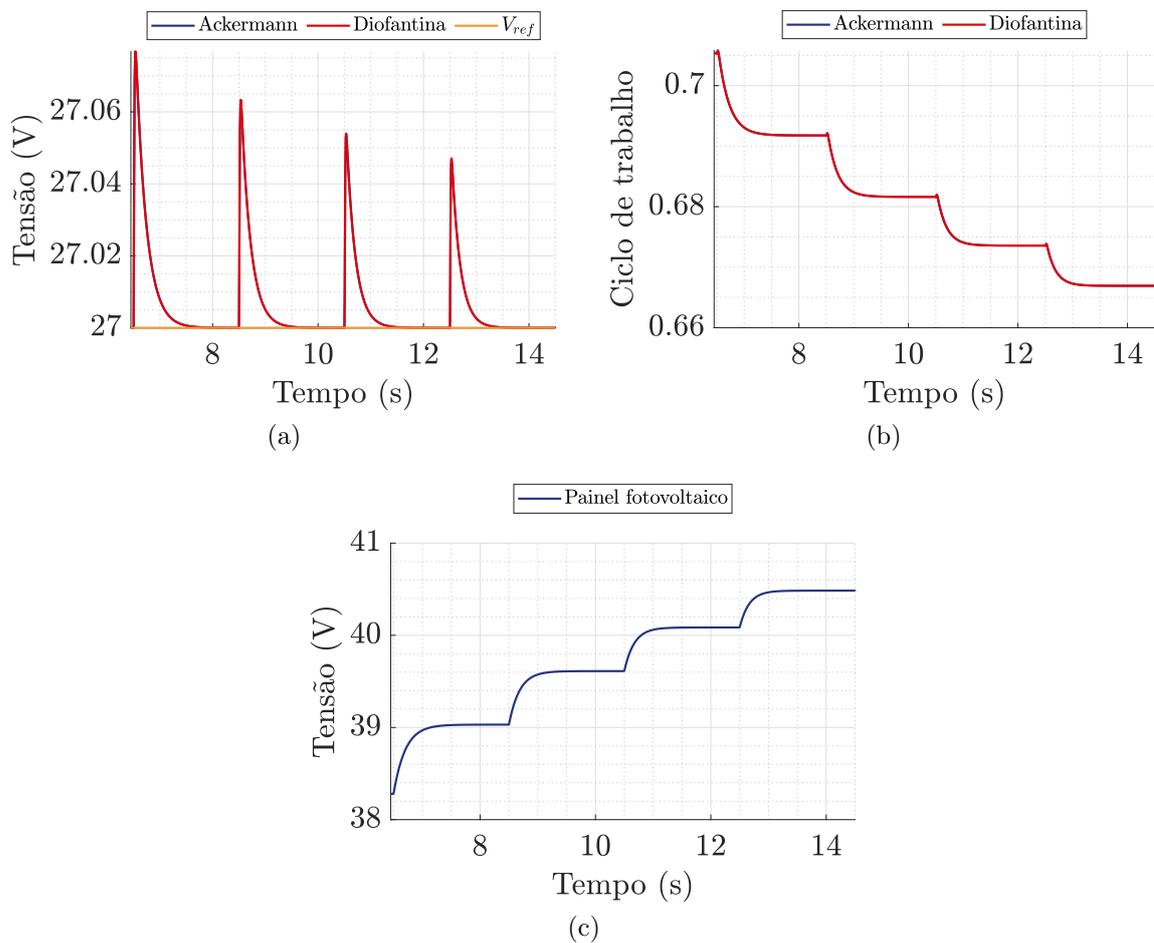


Figura 5.5: (a) Tensão de saída, (b) sinal de controle e (c) tensão de entrada do conversor buck para o teste de variação de irradiância.

Conforme a Figura 5.6, é possível observar que ambos os controladores obedeceram as especificações de projeto. Observa-se também que as variações de irradiância incidentes no painel fotovoltaico geram oscilações na tensão de entrada do conversor *buck*. Mesmo as variações tendo ocorrido em intervalos de $200W/m^2$, apenas oscilações de pequenas amplitudes foram refletidas para a saída do conversor, resultando em saída de tensão do conversor e esforços de controle semelhantes entre as estratégias de controle utilizadas.

Para a avaliação quantitativa entre os controladores, a Figura 5.7 relaciona os índices de desempenho para as variações durante o teste de variação de irradiância.

Quanto aos índices de desempenho apresentados nas Figuras 5.7a, 5.7b e 5.7c, pode-se observar que, para este teste, os controladores obtiveram o mesmo comportamento. Além disso, verificou-se que tanto para o erro, quanto para o esforço de controle, o acúmulo de erro foram diminuindo a medida que a irradiância aumentava.

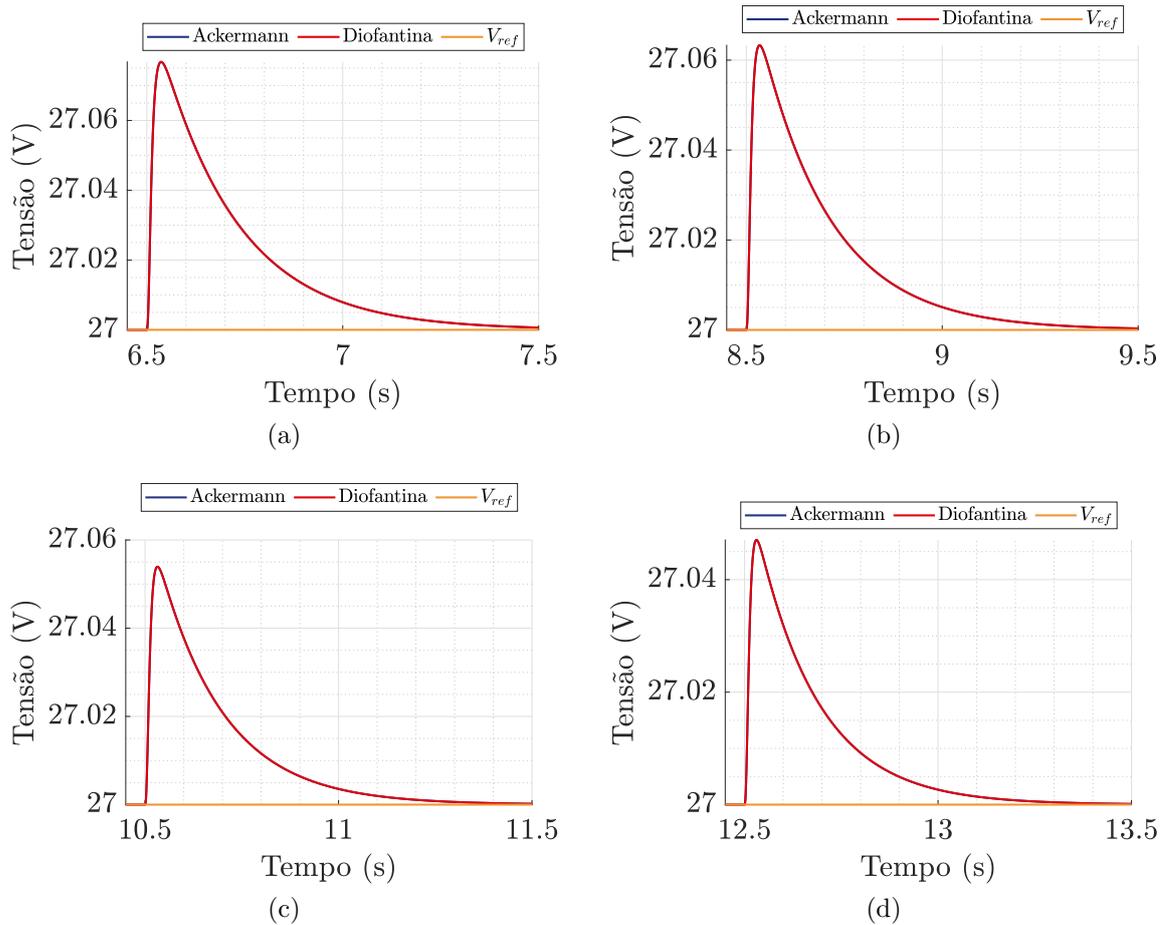


Figura 5.6: Tensão de saída do conversor em detalhe nas transições para o teste de variação de irradiância.

5.4 Variação de tensão de referência

O último teste realizado consiste na variação de tensão de referência sobre os controladores projetados. A Figura 5.8a mostra a resposta da tensão de saída do conversor *buck* submetido ao teste de variação de tensão de referência e a Figura 5.8b mostra o esforço de controle durante o teste. Para a visualização de mais detalhes das oscilações, na Figura 5.9 são mostradas as variações realizadas durante o teste com aumento.

Conforme a Figura 5.9, é possível observar que os controladores projetados alcançaram o desempenho transitório desejado de acordo com as especificações de projeto. Observa-se também que as variações de tensão de referência resultam em oscilações na tensão de saída do conversor *buck* provenientes das ações de controle. Além disso, é possível verificar que o controlador sintonizado pela Fórmula de *Ackermann* apresentou melhor resultado, visto que não apresentou *overshoot* e possuiu um tempo de acomodação menor comparado ao controlador pela Equação Diophantina, o qual apresentou grandes oscilações mediante a

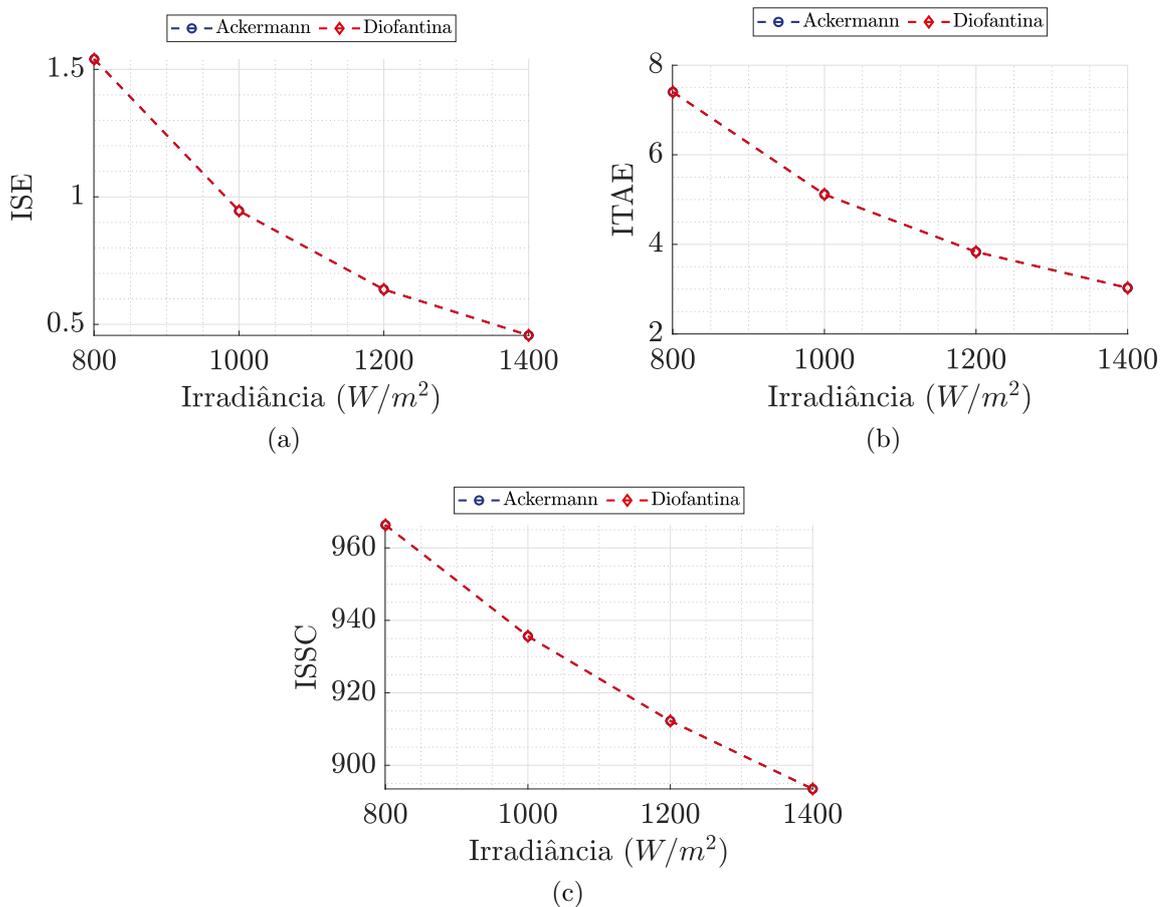


Figura 5.7: (a) ISE, (b) ITAE, (c) ISSC para cada variação de irradiância.

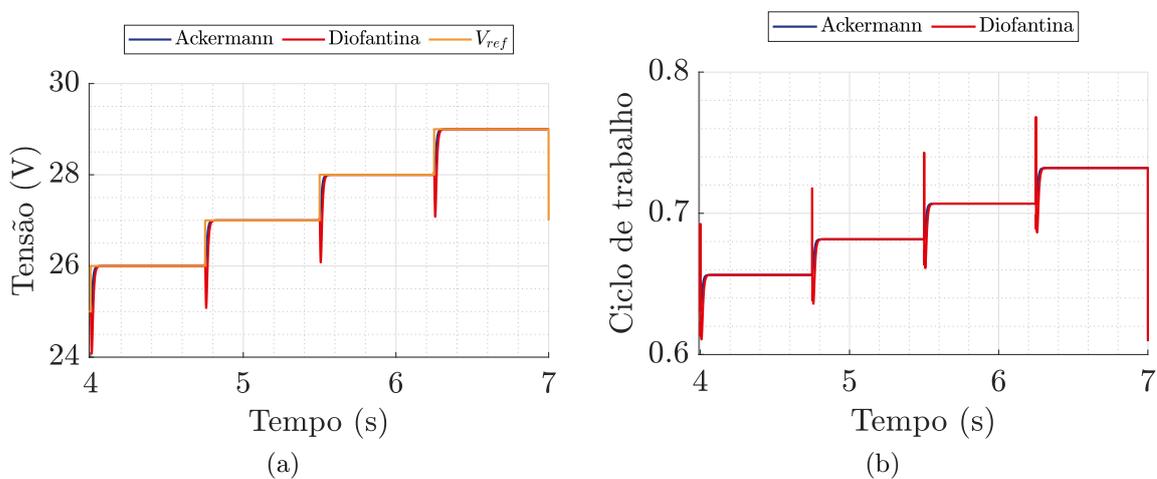


Figura 5.8: (a) Tensão de saída e o (b) sinal de controle do conversor buck para cada variação de referência.

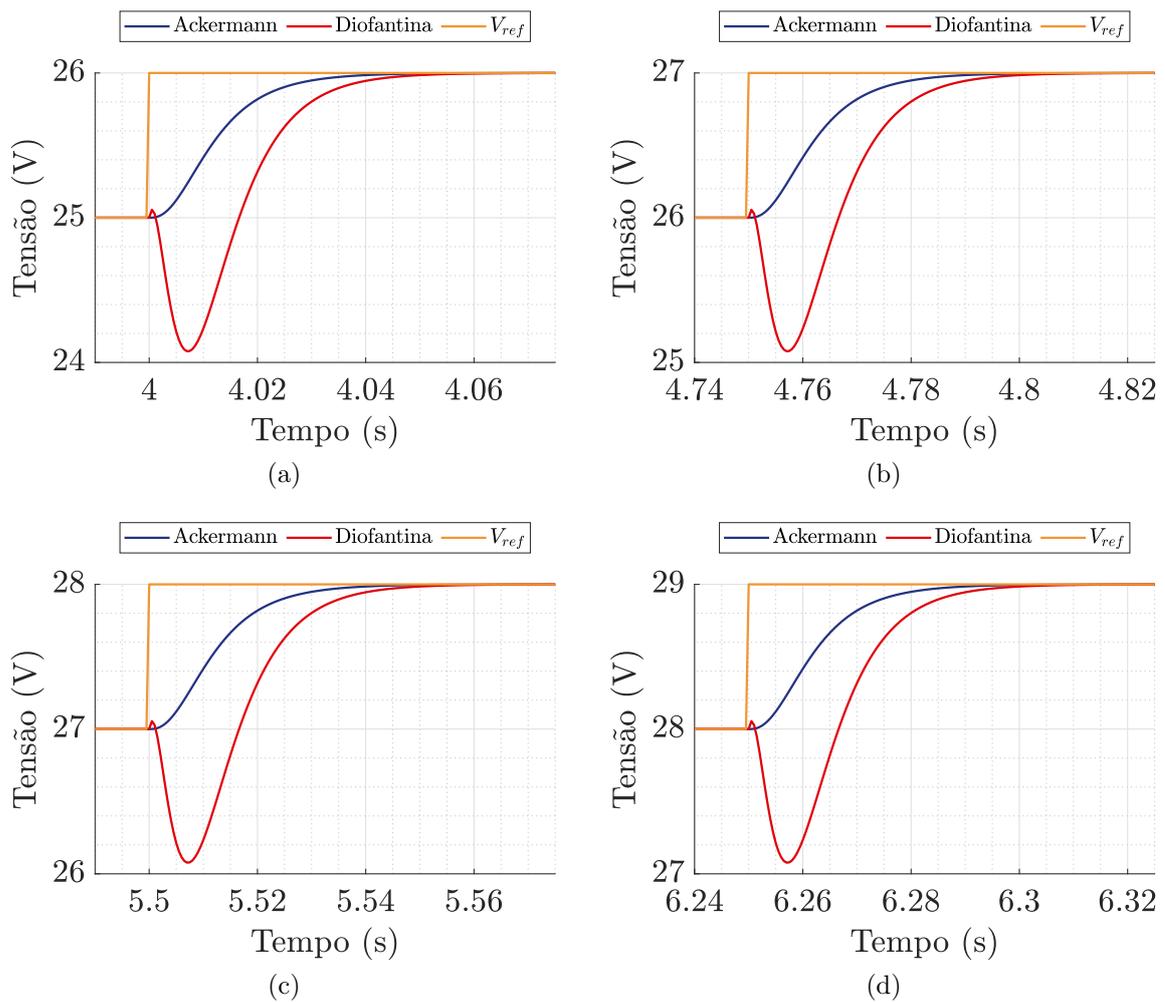


Figura 5.9: Tensão de saída do conversor em detalhe nas transições para o teste de variação de tensão de referência.

variação da tensão de referência.

Para a avaliação quantitativa entre os controladores, a Figura 5.10 relaciona os índices de desempenho para as variações de tensão de referência.

Quanto aos índices de desempenho apresentados nas Figuras 5.10a e 5.10b, pode-se observar que, para este teste, o controlador projetado por meio da Equação Diofantina apresentou maior valor para os índices atrelados ao erro, isso ocorre pelo fato da resposta possuir um *undershoot* mais elevado durante as variações comparada a estratégia pela Fórmula de Ackermann.

Por outro lado, o índice *ISSC*, mostrado na Figura 5.10c, relaciona um menor esforço de controle do controlador pela Equação Diofantina, mesmo não possuindo grandes diferenças comparado ao controlador pela Fórmula de Ackermann. Pode-se observar também que a medida que a tensão de referência aumentava, o esforço de controle para ambas as

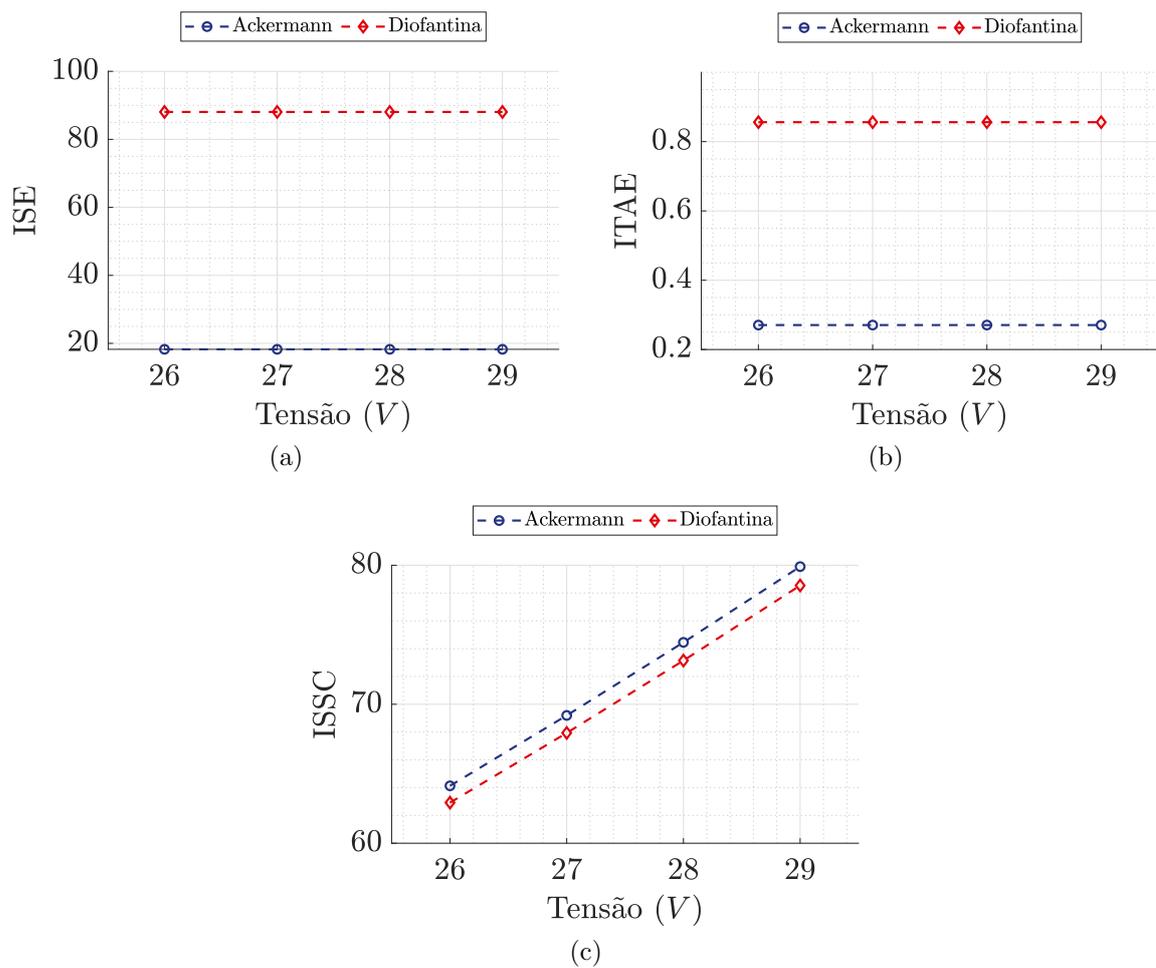


Figura 5.10: (a) ISE, (b) ITAE, (c) ISSC para cada variação de referência.

estratégias também aumentava.

5.5 Conclusão

Este capítulo apresentou os resultados obtidos de três testes de variação: variação da carga resistiva da saída do conversor, variação da irradiância do painel fotovoltaico e variação de tensão de referência. Os controladores projetados pela Fórmula de *Ackermann* e pela Equação Diophantina deste trabalho foram submetidos aos testes de variação, o qual foram avaliados de forma quantitativa. Os procedimentos utilizados seguiram a metodologia apresentada no capítulo 5.

Por meio do teste de variação de carga do conversor, observou-se que o controlador sintonizado pelo método da Equação Diophantina apresentou o melhor resultado, pois obteve menor *overshoot*, menor esforço de trabalho e mitigou mais rapidamente as oscilações

comparado a estratégia utilizando a Fórmula de *Ackermann*. Observou-se também que, a medida que a carga aumentava, os controladores apresentaram um acúmulo de erro menor.

Entretanto, por meio do teste de variação da tensão de referência sobre os controladores, foi possível verificar que o controlador sintonizado pela Fórmula de *Ackermann* apresentou melhor resultado, visto que não apresentou *overshoot* e possuiu um tempo de acomodação menor comparado ao controlador pela Equação Diofantina, resultando em um menor acúmulo de erro em relação aos índices de desempenho. Por outro lado, o controlador pela Equação Diofantina apresentou menor esforço de controle.

Por sua vez, no teste de variação de irradiância, observou-se a influência da irradiância sobre a tensão de saída do painel fotovoltaico. Porém em relação ao desempenho dos controladores, ambos apresentaram o mesmo comportamento. Uma possível causa deste comportamento é que as variações de irradiância não geraram grandes mudanças da tensão de entrada dos conversores.

Por fim, ambos os controladores projetados apresentaram desempenhos dinâmicos de acordo com as especificações de projeto. Além disso, observou-se que o comportamento das estratégias de controle propostas variam dependendo dos testes e cenários submetidos.

O próximo capítulo abordará as conclusões gerais deste trabalho, resumindo as metodologias utilizadas e os resultados obtidos.

Capítulo 6

Considerações Finais

Neste trabalho, foi realizado um estudo sobre estratégias de controle aplicado a uma microrrede CC, constituída por uma fonte geradora de energia elétrica a partir de um painel fotovoltaico, um conversor CC-CC *buck* responsável por regular o nível de tensão sobre um barramento CC, alimentando, por sua vez, uma carga resistiva.

Para ser realizada a simulação da microrrede, foi necessário modelar o sistema e seus elementos por meio de equações matemáticas. Em relação ao conversor CC-CC *buck*, obteve-se o modelo matemático médio e, em seguida, linearizou-se em torno de um ponto de operação. Além disso, também utilizou-se o modelo de perdas série-paralelo para representar matematicamente o painel fotovoltaico.

Os projetos dos controladores foram baseados na estratégia de alocação de polos a partir da realimentação de saída e por realimentação de estados, sendo utilizado a Equação Diofantina e a Fórmula de Ackermann, respectivamente. Com objetivo de avaliar os controladores quantitativamente, aplicou-se os índices de desempenho *ISE*, *ITAE* e *ISSC* mediante três testes de variação: variação de carga, variação de irradiância e variação de tensão de referência.

Observou-se que a estratégia de realimentação de saída pelo método Equação Diofantina obteve melhor desempenho no cenário de variação de carga. Por outro lado, a estratégia por realimentação de estados por meio da fórmula de *Ackermann* apresentou melhor desempenho no cenário de variação de tensão de referência. Contudo, no teste de variação de irradiância, ambos os controladores apresentaram o mesmo comportamento.

Conclui-se que todos os controladores implementados obtiveram desempenhos de acordo com os requisitos de projeto desejados e os objetivos deste trabalho, possuem muita im-

portância para aplicações que envolvem microrredes CC. Além disso, observou-se que, dependendo do cenário de teste, uma estratégia de controle pode ter vantagens e desvantagens, devendo o projetista relacionar o custo-benefício dependendo da aplicação a qual se almeja.

6.1 Trabalhos futuros

- Avaliar técnicas de controle moderno para a regulação do sistema;
- Avaliar o sistema proposto em condições reais por meio de um protótipo;
- Realizar experimentos utilizando um conversor *buck-boost*;
- Simular a microrrede alimentando carga de outras naturezas como capacitivas e indutivas.

Referências Bibliográficas

- D. W. Hart, *Power Eletronics*. McGraw Hill, 2011.
- O. P. Mahela and A. G. Shaik, “Comprehensive overview of grid interfaced solar photovoltaic systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 68, pp. 316–332, 2017.
- A. T. Elsayed, A. A. Mohamed, and O. A. Mohammed, “Dc microgrids and distribution systems: An overview,” *Electric Power Systems Research*, vol. 119, pp. 407 – 417, 2015.
- J. Kumar, A. Agarwal, and V. Agarwal, “A review on overall control of dc microgrids,” *Journal of Energy Storage*, vol. 21, pp. 113–138, 2019.
- A. Riccobono and E. Santi, “Comprehensive review of stability criteria for dc power distribution systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3525–3535, Sep. 2014.
- T. Dragičević, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Dc microgrids—part i: A review of control strategies and stabilization techniques,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4876–4891, 2016.
- Z. Qiu and K. Sun, “A photovoltaic generation system based on wide voltage-gain dc-dc converter and differential power processors for dc microgrids,” *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 3, no. 1, pp. 84–95, 2017.
- R. Carli, M. Dotoli, J. Jantzen, M. Kristensen, and S. Ben Othman, “Energy scheduling of a smart microgrid with shared photovoltaic panels and storage: The case of the ballen marina in samsø,” *Energy*, vol. 198, p. 117188, 2020.
- Y. Han, W. Chen, and Q. Li, “Energy management strategy based on multiple operating

- states for a photovoltaic/fuel cell/energy storage dc microgrid,” *Energies*, vol. 10, no. 1, 2017.
- A. Iovine, S. B. Siad, G. Damm, E. De Santis, and M. D. Di Benedetto, “Nonlinear control of a dc microgrid for the integration of photovoltaic panels,” *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol. 14, no. 2, pp. 524–535, 2017.
- M. G. Villalva, *Energia Solar Fotovoltaica: Conceitos e Aplicações*, 1st ed. Editora Érica, 2012.
- A. Jusoh, H. Baamodi, and S. Mekhilef, “Active damping network in dc distributed power system driven by photovoltaic system,” *Solar Energy*, vol. 87, pp. 254 – 267, 2013.
- D. Rekioua and E. Matagne, *Optimization of Photovoltaic Power Systems: Modelization, Simulation and Control*. Springer, 2012.
- C.-T. Chen, *Linear system theory and design*, 3rd ed. Oxford university press, 1999.
- J. J. D’Azzo and C. H. Houpius, *Linear Control System Analysis and Design*. Mc-Graw Hill Education, 1988.
- A. S. Bazanella, *Sistemas de Controle: Princípios e Métodos de Projeto*, 1st ed. Editora UFRGS, 2005.
- I. Iswanto and A. Ma’arif, “Robust integral state feedback using coefficient diagram in magnetic levitation system,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 57 003–57 011, 2020.
- M. A. Duarte-Mermoud and R. A. Prieto, “Performance index for quality response of dynamical systems,” *ISA Transactions*, vol. 43, no. 1, pp. 133 – 151, 2004.

Apêndice A

Código utilizado para a realização dos experimentos

Nesta seção estão inclusos os códigos utilizados para a realização deste trabalho.

Algoritmo 1: Configuração da microrrede e projeto dos controladores

```
% Versão 2 - Micro rede - Conversor Buck + PV
% Última atualização: 01/11/2021
% Modelo dinâmico do conversor Buck
% Modelo Painei Fotovoltaico
% Controlador por realimentação de saída: Eq. Diofantina
% Controlador por realimentação de estados com seguidor: Ackerman

close all, clear all, clc

%% PARÂMETROS MODELO PAINEL SOLAR
% módulo CS6U-330P (CanadianSolar)
Iscref = 9.45;           % Corrente de circuito aberto
Vocref = 45.60;         % Tensão de circuito aberto de referência
alfasc = 0.53e-3;      % Coeficiente de temperatura de Isc dado em
[A/*C]
Ns = 72;               % Número de células fotovoltaicas
Nss = 1;               % Número de painéis em série
Npp = 1;               % Número de painéis em paralelo
Eg = 1.12;             % Tensão de gate
A = 1.3;               % Fator de dualidade
q = 1.6021e-19;       % Constante da carga elétrica
K = 1.3805e-23;       % Constante de Boltzman
Rs = 0.45;             % Resistência série
Rp = 310.0248;        % Resistência paralelo
Cpv = 250e-3;         % Capacitor de acoplamento

T = 45;                % Temperatura da junção (°C)
T = T + 273;          % Temperatura da junção (K)
G = 1000;              % Irradiância de referência

%% PARÂMETROS BUCK
Vi = Vocref;           % Tensão de entrada
f = 20e3;              % Frequência de operação
L = 1e-3;              % Indutância
C = 2.2e-3;           % Capacitância
R = 12;                % Carga resistiva nominal
d = 0.6;               % Duty cycle de operações
Vo = Vi*d;            % Tensão de operação

%% PLANTA BUCK
Af = [0 -1/L;1/C -1/(R*C)];
Bf = [Vi/L;0];
Cf = [0 1];
Df = [0 0];
Pf = ss(Af,Bf,Cf,0);
Gf = tf(Pf);

%% ESPECIFICAÇÕES DE DESEMPENHO
Tss = 0.05;
ovs = 0.1;
ess = 0.01;
zeta = -log(ovs)/sqrt(pi^2+log(ovs)^2);
```

```

wn = -log(ess)/(zeta*Tss);

r = roots([1 2*zeta*wn wn^2]);
p1 = -r(1);
p2 = -r(2);
p3 = 7*zeta*wn;

%% CONTROLADOR - ALOCAÇÃO DE POLOS
a = Gf.num{1}(3);
b1 = Gf.den{1}(2);
b0 = Gf.den{1}(3);

t = [1; p1+p2+p3; p1*p2+p3*(p1+p2); p1*p2*p3];
m = [0 0 0 1; a 0 0 b1; 0 a 0 b0; 0 0 a 0];
K_alloc = inv(m)*t;

%% CONTROLADOR - ACKERMANN
% EXPANSÃO DO SISTEMA
Ag = [Af 0*Bf;-Cf 0];
Bg = [Bf;0];
Cg = [Cf 0];
% Polinomio desejado
P = [-p3;-p2;-p1];
K_ack = acker(Ag,Bg,P);
Am = Ag-Bg*K;
eig(Am)

%% PARÂMETROS DOS TESTES
Ps = 5e-4; % Passo de simulação
Ts = 7.0; % Tempo de simulação
% Ts = 24.0; % Tempo de simulação (Variação de irradiância)
% Valores das variações
Vref = 27.0; % Valor padrão de tensão de referência
Ro = 12.0; % Valor padrão de resistência da carga
To = 45.0 + 273.15; % Valor padrão de temperatura da junção
Go = 1000.0; % Valor padrão de irradiância
delta_V = 1.0; % Variação de tensão de referência
delta_R = 1.5; % Variação de resistência da carga
delta_G = 200; % Variação de irradiância
% Temporização
delta_t = 0.75; % Intervalo entre variações
% delta_t = 2.00; % Intervalo entre variações para [var. irradiância]
t0 = 0.00; % Início da simulação
t1 = 2.50; % Tempo de acomodação do PV | Liga Buck
t2 = t1 + delta_t; % Tempo de acomodação do Buck | Início acom. 1ª teste
t3 = t2 + delta_t; % Início do teste | 1ª variação inicia
t4 = t3 + delta_t; % 1ª variação finaliza | 2ª variação inicia
t5 = t4 + delta_t; % 2ª variação finaliza | 3ª variação inicia
t6 = t5 + delta_t; % 3ª variação finaliza | 4ª variação inicia
t7 = t6 + delta_t; % 4ª variação finaliza | retorno para cond. iniciais
t8 = t7 + delta_t; % Fim do teste de variação

fprintf("Configuração finalizada!\n")

```

Algoritmo 2: Algoritmo para gerar índices de desempenho

```
% Versão 2 - Micro rede - Conversor Buck + PV
% Última atualização: 01/11/2021
% Modelo dinâmico do conversor Buck
% Modelo Painei Fotovoltaico
% Controlador por realimentação de saída: Eq. Diofantina
% Controlador por realimentação de estados com seguidor: Ackerman
% Algoritmo para gerar índices de desempenho

%% CONFIGURAÇÃO
at = 0.0; %Atraso
av = 0.075; %Avanço
% av = 1; %Avanço [PARA VAR. IRRADIANCIA]

%% ERROS E U
e1_ACK = out.vref - out.vc_ack;
e1_ALOC = out.vref - out.vc_aloc;

u1_ACK = out.u_ack;
u1_ALOC = out.u_aloc;

tempo = at:Ps:av;

% INTERVALOS
% n1t = fix((t1-at)/Ps);
% n1v = fix((t1+av)/Ps);
% int1 = n1t:n1v;
%---
n2t = round((t3-at)/Ps);
n2v = round((t3+av)/Ps);
int2 = n2t:n2v;

n3t = round((t4-at)/Ps);
n3v = round((t4+av)/Ps);
int3 = n3t:n3v;

n4t = round((t5-at)/Ps);
n4v = round((t5+av)/Ps);
int4 = n4t:n4v;

n5t = round((t6-at)/Ps);
n5v = round((t6+av)/Ps);
int5 = n5t:n5v;
%---
% n6t = fix((t6-at)/Ps);
% n6v = fix((t6+av)/Ps);
% int6 = n6t:n6v;
%
% n7t = fix((t7-at)/Ps);
% n7v = fix((t7+av)/Ps);
% int7 = n7t:n7v;
%% ISE
ISE2_ACK = sum(e1_ACK(int2)'*e1_ACK(int2));
```

```

ISE3_ACK = sum(e1_ACK(int3)'*e1_ACK(int3));
ISE4_ACK = sum(e1_ACK(int4)'*e1_ACK(int4));
ISE5_ACK = sum(e1_ACK(int5)'*e1_ACK(int5));

ISE2_ALOC = sum(e1_ALOC(int2)'*e1_ALOC(int2));
ISE3_ALOC = sum(e1_ALOC(int3)'*e1_ALOC(int3));
ISE4_ALOC = sum(e1_ALOC(int4)'*e1_ALOC(int4));
ISE5_ALOC = sum(e1_ALOC(int5)'*e1_ALOC(int5));

%% ITAE
ITAE2_ACK = sum((tempo)*abs(e1_ACK(int2)));
ITAE3_ACK = sum((tempo)*abs(e1_ACK(int3)));
ITAE4_ACK = sum((tempo)*abs(e1_ACK(int4)));
ITAE5_ACK = sum((tempo)*abs(e1_ACK(int5)));

ITAE2_ALOC = sum((tempo)*abs(e1_ALOC(int2)));
ITAE3_ALOC = sum((tempo)*abs(e1_ALOC(int3)));
ITAE4_ALOC = sum((tempo)*abs(e1_ALOC(int4)));
ITAE5_ALOC = sum((tempo)*abs(e1_ALOC(int5)));

%% ISSC
ISSC2_ACK = sum(u1_ACK(int2)'*u1_ACK(int2));
ISSC3_ACK = sum(u1_ACK(int3)'*u1_ACK(int3));
ISSC4_ACK = sum(u1_ACK(int4)'*u1_ACK(int4));
ISSC5_ACK = sum(u1_ACK(int5)'*u1_ACK(int5));

ISSC2_ALOC = sum(u1_ALOC(int2)'*u1_ALOC(int2));
ISSC3_ALOC = sum(u1_ALOC(int3)'*u1_ALOC(int3));
ISSC4_ALOC = sum(u1_ALOC(int4)'*u1_ALOC(int4));
ISSC5_ALOC = sum(u1_ALOC(int5)'*u1_ALOC(int5));

%% TRATAMENTO
% Valores das variações
Vref = 27.0;           % Valor padrão de tensão de referência
Ro = 12.0;            % Valor padrão de resistência da carga
Go = 1000.0;          % Valor padrão de irradiância
delta_V = 1.0;        % Variação de tensão de referência
delta_R = 1.5;        % Variação de resistência da carga
delta_G = 200;        % Variação de irradiância

Delta_Vref = [Vref-delta_V Vref Vref+delta_V Vref+2*delta_V];
Delta_R = [Ro-delta_R Ro Ro+delta_R Ro+2*delta_R];
Delta_G = [Go-delta_G Go Go+delta_G Go+2*delta_G];

ise_ACK = [ISE2_ACK ISE3_ACK ISE4_ACK ISE5_ACK];
itae_ACK = [ITAE2_ACK ITAE3_ACK ITAE4_ACK ITAE5_ACK];
issc_ACK = [ISSC2_ACK ISSC3_ACK ISSC4_ACK ISSC5_ACK];

ise_ALOC = [ISE2_ALOC ISE3_ALOC ISE4_ALOC ISE5_ALOC];
itae_ALOC = [ITAE2_ALOC ITAE3_ALOC ITAE4_ALOC ITAE5_ALOC];
issc_ALOC = [ISSC2_ALOC ISSC3_ALOC ISSC4_ALOC ISSC5_ALOC];

fprintf("Desempenho analisado!\n")

```

Apêndice B

Diagrama em bloco das simulações

Nesta seção estão inclusos os diagramas em blocos utilizados no *Simulink* para a realização das simulações.

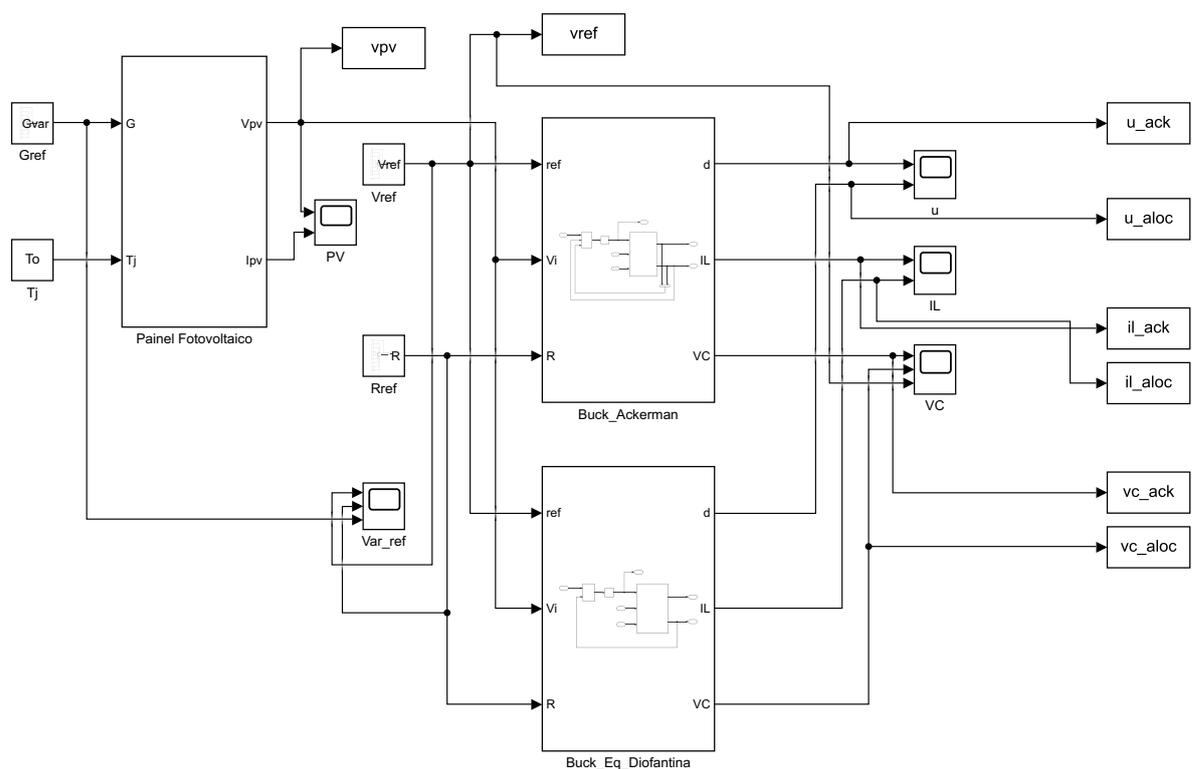


Figura B.1: Diagrama geral da microrrede.

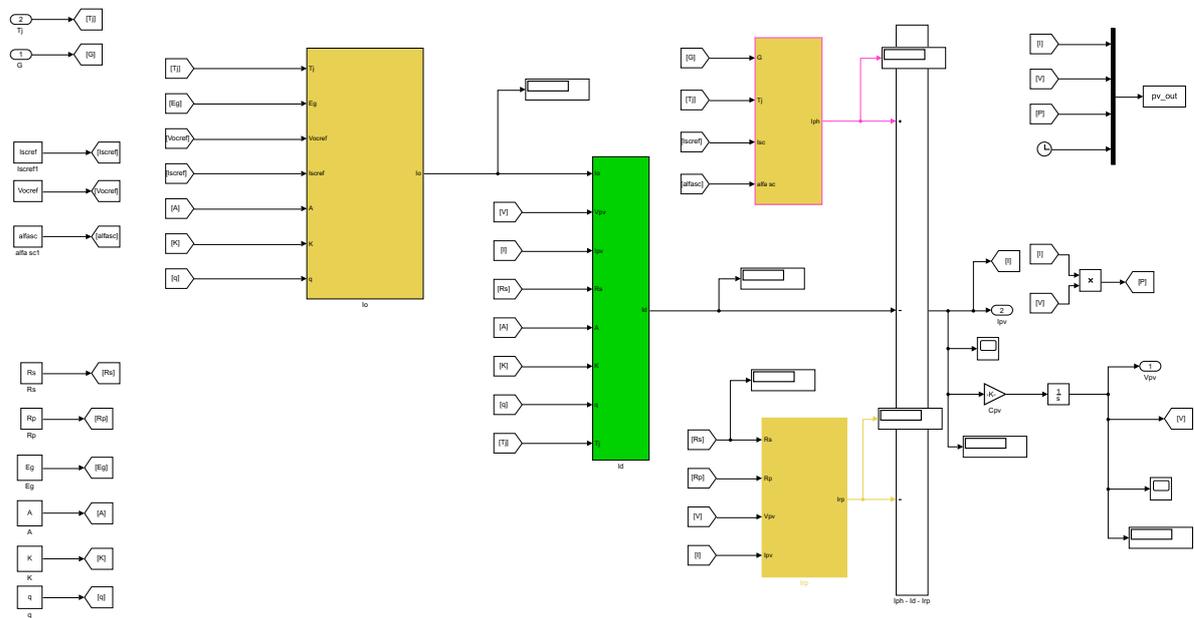


Figura B.2: Diagrama em blocos do painel fotovoltaico.

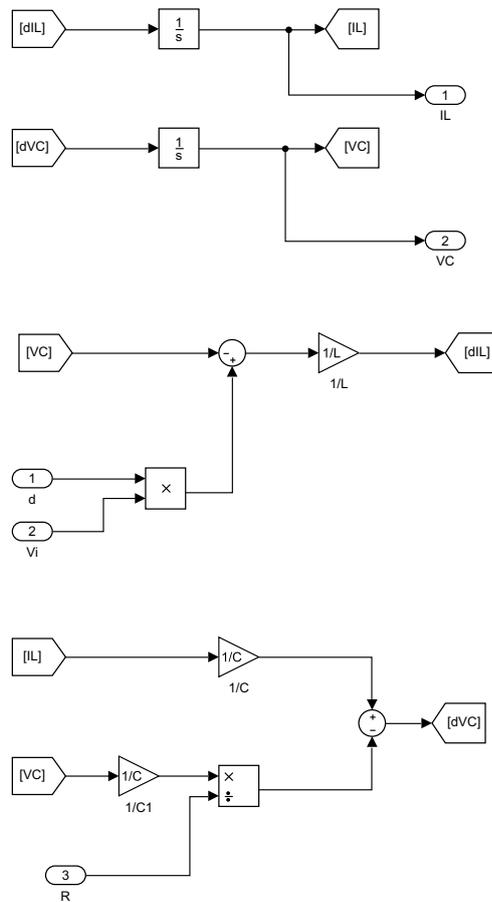


Figura B.3: Diagrama em blocos do conversor *buck*.

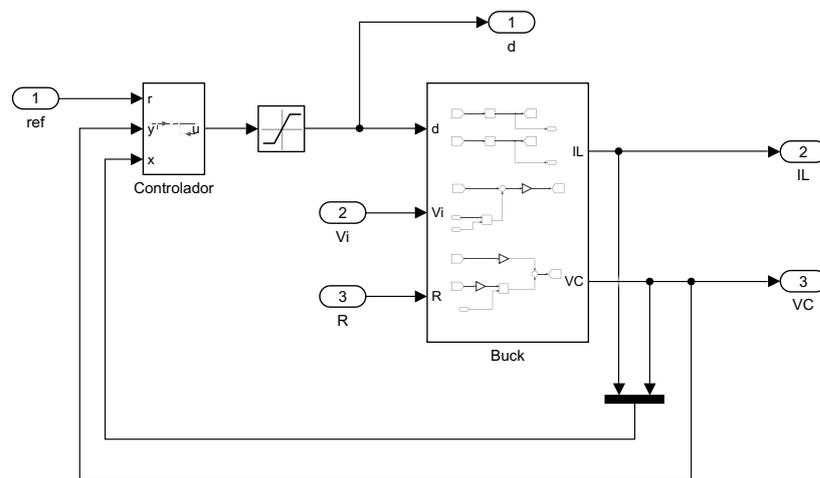


Figura B.4: Diagrama em blocos geral da estrutura do controlador pela Fórmula de *Ackermann*.

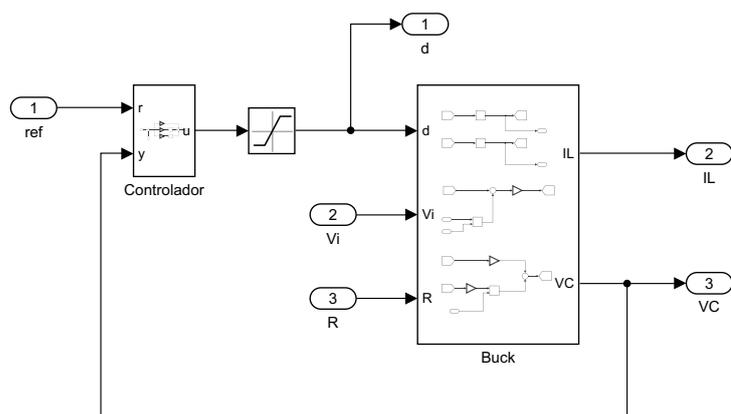


Figura B.5: Diagrama em blocos geral da estrutura do controlador pela Equação Diofantina.

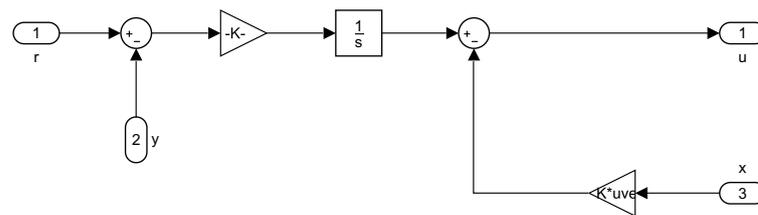


Figura B.6: Diagrama em blocos da estrutura do controlador por realimentação de estados com seguidor de referência.

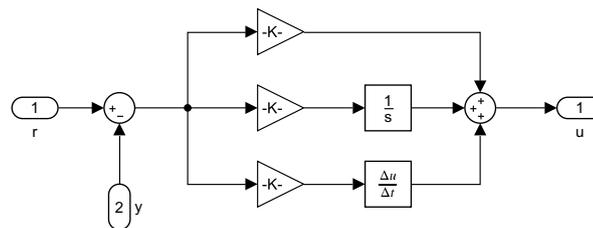


Figura B.7: Diagrama em blocos da estrutura do controlador por realimentação de saída.

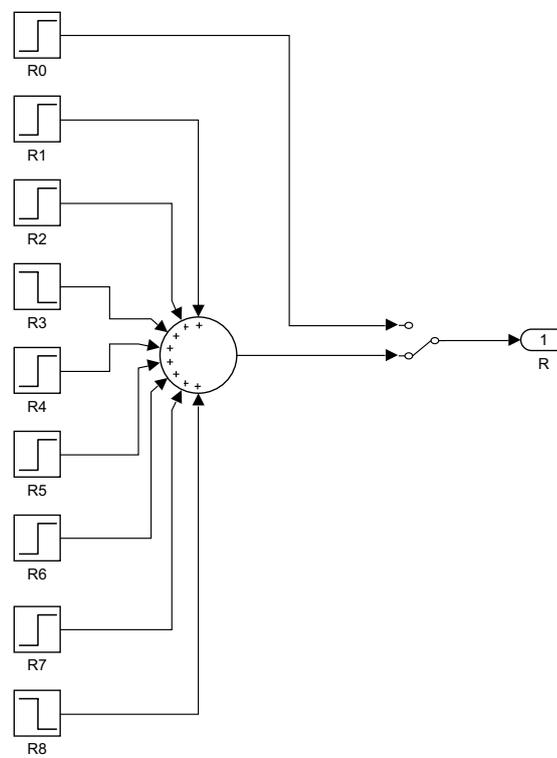


Figura B.8: Diagrama em blocos da variação da carga do conversor.

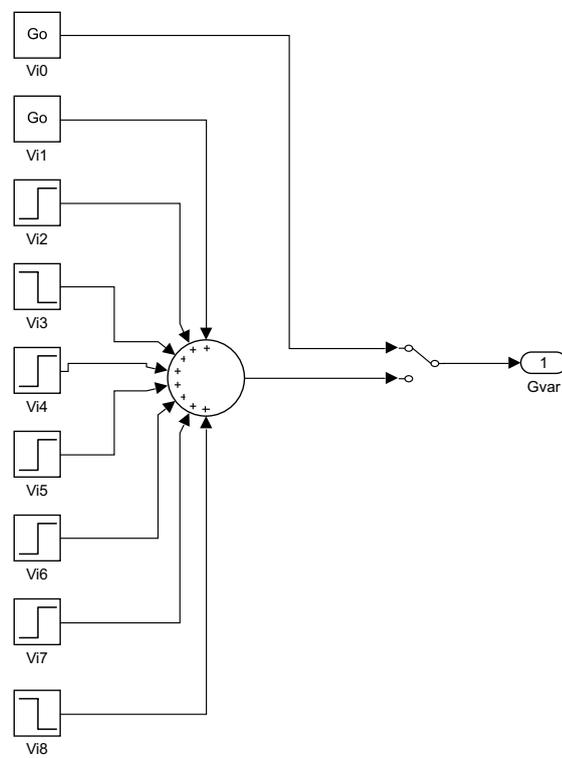


Figura B.9: Diagrama em blocos da variação da irradiância sobre o painel fotovoltaico.

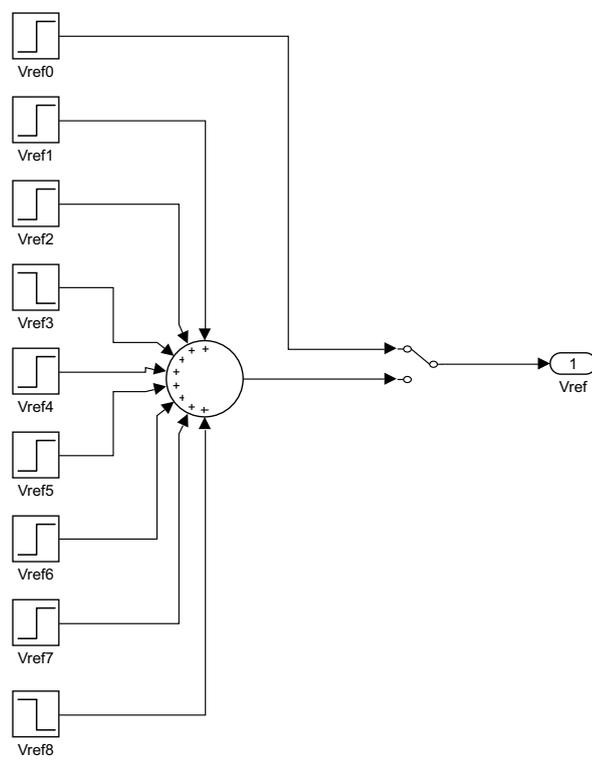


Figura B.10: Diagrama em blocos da variação da tensão de referência sobre os controladores.