

Carolina Schuttenberg Polanczyk

**Projeto e Simulação de Controlador de Carga
para um Sistema de Alimentação Fotovoltaica
para Instrumentos Industriais**

Belo Horizonte

2017

Carolina Schuttenberg Polanczyk

**Projeto e Simulação de Controlador de Carga para um
Sistema de Alimentação Fotovoltaica
para Instrumentos Industriais**

Monografia apresentada durante o Seminário dos Trabalhos de Conclusão do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Universidade Federal de Minas Gerais – UFMG

Escola de Engenharia

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Thiago Ribeiro Oliveira

Belo Horizonte

2017

Agradecimentos

Agradeço, em primeiro lugar, à Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, pelas oportunidades proporcionadas em diversos âmbitos.

Aos professores do Departamento de Eletrônica (DELT), que tão pacientemente colaboraram para meu desenvolvimento e para a realização deste trabalho. Agradeço, especialmente, o professor Thiago Ribeiro Oliveira pela sua orientação e por toda a sua dedicação de tempo.

Por fim, gostaria de agradecer meus pais Carlos e Beatriz, por todo o apoio ao longo da minha formação no curso de graduação em Engenharia Elétrica.

“Continue a nadar”

Dori

Resumo

O presente trabalho apresenta o projeto de um controlador de carga a partir de um conversor *Buck-Boost*, para aplicações em sistemas fotovoltaicos autônomos alimentando instrumentos industriais.

A filosofia de projeto adotada consiste em uma configuração série entre painel fotovoltaico, bateria, e carga consumidora. Com o objetivo de elevar e controlar a tensão da bateria para o nível requerido pelos instrumentos, foi projetado um segundo estágio conversor, *Boost*. A técnica de variáveis médias no espaço de estado foi utilizada para obtenção de um modelo linear, válido para pequenas variações em torno do seu ponto de operação no estado permanente.

Visando a maximização da energia produzida pelos painéis fotovoltaicos, foi utilizada uma técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT - do inglês - "*Maximum Power Point Tracking*") baseada no método de perturbação e observação do valor de potência calculado (P&O). Por meio de simulações no PSIM, constatou-se que este método é, de fato, capaz de aumentar a eficiência na conversão de energia dos painéis, porém falha em encontrar o ponto de máxima potência frente a variações bruscas de irradiação solar.

Por fim, a partir da necessidade de se preservar a vida útil da bateria, elaborou-se uma estratégia de controle do seu estado de carga através do compromisso entre rapidez da recarga e observação dos limites de tensão recomendados pelo fabricante. O projeto do controlador de carga baseado em projeto de máquinas de estado mostrou-se eficiente na transição entre modos de controle, mesmo na presença das oscilações inerentes aos conversores chaveados.

Palavras-chaves: Controlador de carga, MPPT, Instrumentação Industrial, Sistemas Fotovoltaicos Isolados

Abstract

This paper presents a project of a charge controller, based on a *Buck-Boost* converter applied to a stand-alone photovoltaic system as a power source to industrial instruments.

For this project, a series configuration was used between photovoltaic panel, battery and load. Aiming at voltage elevation and control from the battery's terminals to the required level by the instruments, a *Boost* converter was added at a second stage. A state-space representation was used to obtain a linear model for the converters mean variables, valid for small variations around its operation point in steady state.

To maximize the power generated by the photovoltaic panels, a Maximum Power Point Tracking (MPPT) technique was used based on a Perturb and Observe (P&O) method. Using the PSIM software for simulations, it is proven that the algorithm, in fact, increases power conversion efficiency on the panels, but is incapable of finding the maximum power point when disturbed by abrupt solar variations.

At last, based on the need to preserve the battery's lifespan, a strategy was developed to control the battery's state of charge by reaching a compromise between speed of recharge and observation of voltage limits recommended by the manufacturer. The design of the charge controller based on Finite State Machines proved to be effective in transitions between control modes, even when oscillations inherent to switched converters are present.

Key-words: Charge Controller, MPPT, Industrial Instrumentation, Stand-Alone Photovoltaic Systems

Lista de ilustrações

| | |
|--|----|
| Figura 1 – Geração de energia elétrica no Brasil por tipo de fonte - Setembro 2016 [1]. | 27 |
| Figura 2 – Projetos de P&D de temas estratégicos regidos pela Resolução Normativa nº 316/2008, para até o ano de 2016 [2]. | 28 |
| Figura 3 – Sistema Fotovoltaico Isolado. | 34 |
| Figura 4 – Circuito equivalente da célula fotovoltaica. | 36 |
| Figura 5 – Curva I-V e P-V de um painel fotovoltaico [3]. | 38 |
| Figura 6 – Curva Característica I-V para diferentes intensidades de irradiação solar[3]. | 39 |
| Figura 7 – Curva Característica I-V para diferentes temperaturas do módulo [3]. | 40 |
| Figura 8 – Efeito do sombreamento parcial do painel fotovoltaico, com a utilização de diodos de desvio. [3]. | 41 |
| Figura 9 – Gráfico de número de ciclos de uma bateria relacionada a sua profundidade de descarga. [4] | 44 |
| Figura 10 – Curvas de tensão e corrente na bateria durante o carregamento em 3 estágios [3]. | 45 |
| Figura 11 – Circuito do transmissor de sinal 4 a 20mA [5]. | 48 |
| Figura 12 – Padrão de chaveamento produzido a partir do método PWM [6] | 49 |
| Figura 13 – Circuito do conversor <i>Buck</i> | 50 |
| Figura 14 – Circuito do conversor <i>Boost</i> | 50 |
| Figura 15 – Circuito do conversor <i>Buck-Boost</i> bidirecional | 51 |
| Figura 16 – Circuito do conversor <i>Buck-Boost</i> unidirecional | 51 |
| Figura 17 – Dados de irradiação diária média mensal para Ibirité em diferentes planos inclinados [7] | 56 |
| Figura 18 – Topologia dos conversores e esquema de ligação | 62 |
| Figura 19 – Circuito do conversor <i>Buck-Boost</i> não inversor. | 63 |
| Figura 20 – Circuito do conversor <i>Buck-Boost</i> não inversor para S_1 e $S_2 = 1$ | 64 |
| Figura 21 – Circuito do conversor <i>Buck-Boost</i> não inversor para S_1 e $S_2 = 0$ | 64 |
| Figura 22 – Curvas de tensão e corrente no indutor para o circuito <i>Buck-Boost</i> [6]. | 65 |
| Figura 23 – Curvas de tensão e corrente no capacitor para o circuito <i>Buck-Boost</i> [6]. | 67 |
| Figura 24 – Diagrama de blocos do controle em cascata para o <i>Buck-Boost</i> | 69 |
| Figura 25 – Diagrama de Bode da função de malha aberta de corrente sem controlador. | 74 |
| Figura 26 – Resposta ao degrau unitário da malha aberta de corrente sem controlador. | 74 |
| Figura 27 – Diagrama de bode do controlador de corrente. | 76 |

| | |
|--|-----|
| Figura 28 – Diagrama de Bode das funções de malha aberta compensada, não compensada, e de malha fechada. | 77 |
| Figura 29 – Resposta ao degrau da malha fechada de corrente. | 77 |
| Figura 30 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão. | 78 |
| Figura 31 – Diagrama de Bode do conversor <i>Book-Boost</i> | 78 |
| Figura 32 – Diagrama de Bode da função em malha aberta de tensão. | 79 |
| Figura 33 – Diagrama de Bode do compensador de tensão. | 80 |
| Figura 34 – Diagrama de Bode das funções de malha aberta compensada, não compensada, e de malha fechada. | 81 |
| Figura 35 – Resposta ao degrau unitário em malha fechada. | 82 |
| Figura 36 – Diagrama de blocos da lógica de carregamento em 3 estágios. | 82 |
| Figura 37 – Diagrama lógico do MPPT por P&O. | 83 |
| Figura 38 – Integração das estratégias de controle. | 84 |
| Figura 39 – Circuito do conversor <i>Boost</i> para $S=1$ | 84 |
| Figura 40 – Circuito do conversor <i>Boost</i> para $S=0$ | 85 |
| Figura 41 – Diagrama de blocos do controle em cascata para o conversor <i>Boost</i> | 87 |
| Figura 42 – Resposta ao degrau do sistema em malha aberta não compensado. | 90 |
| Figura 43 – Resposta ao degrau unitário da função em malha aberta da malha de corrente. | 90 |
| Figura 44 – Diagrama de Bode do compensador de tensão. | 91 |
| Figura 45 – Diagrama de Bode do sistema em malha aberta compensado, não compensado, e em malha fechada. | 92 |
| Figura 46 – Resposta ao degrau do sistema compensado em malha fechada. | 92 |
| Figura 47 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão. | 93 |
| Figura 48 – Diagrama de Bode do conversor. | 93 |
| Figura 49 – Diagrama de Bode em malha aberta de tensão. | 94 |
| Figura 50 – Diagrama de Bode do compensador de tensão. | 95 |
| Figura 51 – Diagrama de Bode para a malha aberta compensada, não compensada, e em malha fechada. | 96 |
| Figura 52 – Resposta ao degrau unitário em malha fechada. | 96 |
| Figura 53 – Curvas de descarga para diferentes regimes para a bateria Freedom DF2000 [4]. | 97 |
| Figura 54 – Tela do PSIM para modelagem física do painel fotovoltaico. | 98 |
| Figura 55 – Representação no PSIM dos painéis fotovoltaicos. | 99 |
| Figura 56 – Circuito <i>Buck-Boost</i> simulado. | 100 |
| Figura 57 – Lógica por máquina de estados | 101 |
| Figura 58 – Curvas da simulação do MPPT em STC. | 102 |
| Figura 59 – Recortes amplificados da subida das curvas de simulação do MPPT em STC (a) e (b) | 102 |

| | |
|--|-----|
| Figura 60 – Recortes amplificados em regime permanente das curvas de simulação do MPPT em STC (a), (b) e (c) | 103 |
| Figura 61 – Curvas da simulação do controle de tensão em STC. | 103 |
| Figura 62 – Curvas da simulação do MPPT com irradiação variável. | 104 |
| Figura 63 – Curvas da simulação do controle de tensão com irradiação variável. . . | 105 |
| Figura 64 – Recortes amplificados da subida das curvas de simulação do controle de tensão com temperatura variável. | 105 |
| Figura 65 – Curvas da simulação do MPPT com temperatura variável. | 106 |
| Figura 66 – Curvas da simulação do controle de tensão com temperatura variável. . | 107 |
| Figura 67 – Recortes amplificados da subida das curvas de simulação do controle de tensão com temperatura variável. | 107 |
| Figura 68 – Curvas para o estado 0 do controlador de carga - <i>Bulk Charge</i> | 109 |
| Figura 69 – Curvas para o estado 1 do controlador de carga - controle de tensão em 15,5V. | 110 |
| Figura 70 – Curvas para o estado 2 do controlador de carga - controle de tensão em 13,8V. | 111 |
| Figura 71 – Curvas para o estado 3 do controlador de carga - desconexão de carga . | 111 |
| Figura 72 – Curvas para o estado 4 do controlador de carga - reconexão de carga . | 112 |
| Figura 73 – Circuito <i>Boost</i> simulado. | 113 |
| Figura 74 – Curvas da simulação do controle de tensão com variação na tensão da bateria. | 114 |
| Figura 75 – Recortes amplificados das curvas de simulação do controle de tensão com variações na tensão da bateria (a), (b) e (c). | 114 |
| Figura 76 – Curvas da simulação do controle de tensão com variação na carga consumida. | 115 |
| Figura 77 – Recortes amplificados das curvas de simulação do controle de tensão com variações na carga consumida (a), (b) e (c). | 115 |
| Figura 78 – Diagrama de Bode de um compensador tipo 1[8] | 126 |
| Figura 79 – Circuito do compensador tipo 1. | 126 |
| Figura 80 – Diagrama de Bode de um compensador tipo 2[8] | 127 |
| Figura 81 – Circuito do compensador tipo 2 | 127 |
| Figura 82 – Diagrama de Bode de um compensador tipo 3[8] | 128 |
| Figura 83 – Circuito do compensador tipo 3 | 128 |
| Figura 84 – Diagrama do fator k | 129 |

Lista de tabelas

| | |
|---|-----|
| Tabela 1 – Consumo dos equipamentos | 55 |
| Tabela 2 – Eficiência dos elementos do sistema [9] | 57 |
| Tabela 3 – Parâmetros elétricos para as condições padrões – STC (1000 W/m ² , 25°C por célula, AM1.5) | 58 |
| Tabela 4 – Comparação entre soluções propostas para o banco de baterias [4] . . . | 59 |
| Tabela 5 – Parâmetros Baterias DF2000 em C10 e 25° | 60 |
| Tabela 6 – Características elétricas dos elementos do sistema fotovoltaico isolado . | 61 |
| Tabela 7 – Critérios de desempenho adotados para avaliação dos conversores . . . | 62 |
| Tabela 8 – Componentes do conversor <i>Buck Boost</i> | 68 |
| Tabela 9 – Ponto Quiescente do Conversor <i>Buck-Boost</i> | 73 |
| Tabela 10 – Componentes do conversor <i>Boost</i> | 87 |
| Tabela 11 – Ponto Quiescente do Conversor <i>Boost</i> | 89 |
| Tabela 12 – Resultados das simulações no STC | 108 |
| Tabela 13 – Resultados das simulações para irradiação variável | 108 |
| Tabela 14 – Resultados das simulações para temperatura variável | 109 |
| Tabela 15 – Resultados das simulações para variações na bateria | 114 |
| Tabela 16 – Resultados das simulações para variações na carga | 115 |

Lista de abreviaturas e siglas

| | |
|---------|--|
| STC | Standard Test Conditions |
| AM | Air mass |
| MPP | Maximum Power Point |
| NOCT | Nominal Operating Cell Temperature |
| ISA | Instrumentation, Symbols and Automation |
| HVD | High Voltage Disconnect |
| LVD | Low Voltage Disconnect |
| SOC | State of Charge |
| CLP | Controlador Lógico Programável |
| CPU | Central Processing Unit |
| CC | Corrente Contínua |
| CA | Corrente Alternada |
| A/D | Conversor Anlógico - Digital |
| MCD | Modo de Condução Descontínuo |
| MCC | Modo de Condução Contínuo |
| MPPT | Maximum Power Point Tracking |
| P & O | Perturb and Observe |
| IncCond | Incremental Conductance |
| PI | Controlador Proporcional Integral |
| CEPEL | Centro de Referência para Energia Solar e Eólica |
| HSP | Horas de Sol Pleno |
| ANEEL | Agência Nacional de Energia Elétrica |
| ESR | Equivalent Series Resistance |
| RP | Regime Permanente |
| HART | Highway Addressable Remote Transducer |

Lista de símbolos

| | |
|------------|---|
| I_{ph} | Corrente produzida pelo painel fotovoltaico |
| R_s | Resistência intrínseca série do painel fotovoltaico |
| R_p | Resistência intrínseca paralela do painel fotovoltaico |
| I | Corrente fornecida pelo painel ao circuito externo |
| I_D | Corrente do diodo equivalente do painel fotovoltaico |
| I_{Rp} | Corrente pela resistência série do painel fotovoltaico |
| I_r | Corrente de saturação reversa |
| q | Carga do elétron |
| k | Constante de Boltzman |
| n | Fator de idealidade |
| T | Temperatura da célula |
| I_{SC} | Corrente de curto-circuito do painel fotovoltaico |
| I'_{SC} | Corrente de curto-circuito do painel fotovoltaico com correção de temperatura |
| α_T | Coefficiente de temperatura da corrente de curto-circuito |
| β_T | Coefficiente de temperatura da tensão de circuito aberto |
| γ_T | Coefficiente de temperatura da potência máxima |
| S | Irradiação solar incidente ou chave genérica de um conversor chaveado |
| n_s | Número de células em série |
| n_p | Número de células em paralelo |
| W_p | Potência nominal do painel fotovoltaico |
| V_{MPP} | Tensão no ponto de máxima potência do painel fotovoltaico |
| I_{MPP} | Corrente no ponto de máxima potência do painel fotovoltaico |
| P_{MPP} | Potência máxima do painel fotovoltaico |

| | |
|------------|--|
| P'_{MPP} | Potência máxima do painel fotovoltaico com correção de temperatura |
| V_{MAX} | Tensão máxima nos elementos do sistema |
| V_{MIN} | Tensão mínima nos elementos do sistema |
| $V_{MÉD}$ | Tensão de operação média nos elementos do sistema |
| V_{OC} | Tensão de circuito aberto do painel fotovoltaico |
| V'_{OC} | Tensão de circuito aberto do painel fotovoltaico com correção de temperatura |
| FF | Fator de Forma |
| η | Eficiência do painel fotovoltaico |
| A_M | Área do módulo |
| T_{mod} | Temperatura do módulo |
| T_{amb} | Temperatura ambiente |
| Pb | Chumbo |
| NiCd | Níquel-Cádmio |
| Li | Lítio |
| D | Razão cíclica |
| T_S | Período de chaveamento |
| f_s | Frequência chaveamento |
| t_{on} | Tempo de condução das chaves |
| t_{off} | Tempo de corte das chaves |
| L | Indutor Genérico |
| R | Resistência genérica |
| C | Capacitor Genérico |
| V_o | Tensão de saída de um sistema genérico |
| V_i | Tensão de entrada de um sistema genérico |
| i_L | Função no tempo da corrente no indutor |

| | |
|--------------|--|
| S_1 | Chave 1 do conversor <i>Buck-Boost</i> |
| S_2 | Chave 2 do conversor <i>Buck-Boost</i> |
| S_3 | Chave 3 do conversor <i>Buck-Boost</i> bidirecional |
| S_4 | Chave 4 do conversor <i>Buck-Boost</i> bidirecional |
| D_1 | Diodo 1 do conversor <i>Buck-Boost</i> unidirecional |
| D_2 | Diodo 2 do conversor <i>Buck-Boost</i> unidirecional |
| P_{carga} | Potência nominal da carga especificada |
| P_{dia} | Potência consumida pela carga em um dia |
| P_{2dias} | Potência consumida pela carga em 2 dias |
| W_{min} | Potência mínima necessária do painel |
| I_{2dias} | Capacidade em corrente consumida em 2 dias |
| I_{total} | Capacidade em corrente necessária para 80% de descarregamento |
| I_{noite} | Capacidade em corrente consumida durante a noite |
| Bat | Resistência equivalente ao consumo da bateria |
| Δi_L | <i>ripple</i> de corrente no indutor |
| Δv_o | <i>ripple</i> de tensão na saída |
| I_{imax} | Corrente média de entrada máxima |
| H_1 | Função de transferência do sensor de realimentação da malha de corrente |
| H_2 | Função de transferência do sensor de realimentação da malha de tensão |
| C_v | Função de transferência do controlador de tensão |
| C_i | Função de transferência do controlador de corrente |
| M | Função de transferência do PWM |
| V_M | Amplitude da portadora |
| G_i | Função de transferência da corrente no indutor em relação ao ciclo de trabalho |

| | |
|-------------------|---|
| G_{iv} | Função de transferência da tensão na saída em relação à corrente no indutor |
| μ | Função de chaveamento |
| \tilde{d} | Componente de pequeno sinal da função de chaveamento |
| \tilde{v}_o | Componente de pequeno sinal da tensão na saída do conversor |
| \tilde{i}_L | Componente de pequeno sinal da corrente no indutor |
| \dot{i}_L | Variação da corrente no indutor com o ciclo de trabalho |
| \dot{v}_o | Variação da tensão de saída com o ciclo de trabalho do conversor |
| V_o | Componente média da tensão de saída |
| I_L | Componente média da corrente no indutor |
| P_i | Potência de entrada |
| I_o | Corrente de saída no ponto de operação médio do conversor |
| f_{c1} | Frequência de corte da malha de corrente |
| f_{c2} | Frequência de corte da malha de tensão |
| M_{ia} | Função de transferência da malha aberta de corrente não compensada |
| k_p | Ganho proporcional do controlador PI |
| k_i | Ganho integral do controlador PI |
| w_z | Frequência do zero do controlador PI |
| M_{if} | Função de transferência da malha fechada de corrente |
| M_{iacomp} | Função de transferência da malha aberta de corrente compensada |
| M_{va} | Função de transferência da malha aberta de tensão |
| Δi_{cmax} | <i>Ripple</i> máximo na corrente do capacitor |
| I_{LMAX} | Corrente no indutor máxima |
| V_{imin} | Tensão média mínima na entrada |
| I_{omax} | Corrente média máxima na saída |
| A_V | Ganho do controlador |

| | |
|------------------|---|
| Θ | Fase do controlador |
| Q_{bat} | Carga contida na bateria |
| I_{C10} | Corrente de descarga da bateria no regime C10 |
| C_{bat} | Capacitância da bateria |
| ΔV_{bat} | Queda de tensão nos terminais da bateria |
| P_{boost} | Potência consumida pelo estágio conversor Boost |
| C10 | Capacidade da bateria em regime de descarregamento de 10h. |
| C20 | Capacidade da bateria em regime de descarregamento de 20h. |
| C100 | Capacidade da bateria em regime de descarregamento de 100h. |

Sumário

| | | |
|------------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 27 |
| 1.1 | Contextualização do Trabalho e Motivação | 29 |
| 1.2 | Objetivos | 29 |
| 1.2.1 | Objetivos Gerais | 29 |
| 1.2.2 | Objetivos Específicos | 30 |
| 1.3 | Organização do Trabalho | 30 |
| 2 | FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA | 33 |
| 2.1 | Sistemas Fotovoltaicos Isolados | 33 |
| 2.2 | Painéis Fotovoltaicos | 34 |
| 2.2.1 | Células e Módulos Fotovoltaicos | 35 |
| 2.2.2 | Curvas e Parâmetros Característicos | 37 |
| 2.2.3 | Efeitos Externos Sobre o Painel Fotovoltaico | 39 |
| 2.3 | Baterias | 41 |
| 2.3.1 | Nomenclatura e Parâmetros Característicos | 42 |
| 2.3.2 | Controlador de Carga | 45 |
| 2.4 | Instrumentação Industrial | 46 |
| 2.4.1 | Instrumentos Industriais | 47 |
| 2.5 | Conversores Estáticos CC-CC | 48 |
| 2.6 | Técnicas de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência | 52 |
| 3 | METODOLOGIA | 53 |
| 4 | DIMENSIONAMENTO E ESPECIFICAÇÃO DOS ELEMENTOS DO SISTEMA | 55 |
| 4.1 | Dimensionamento da Carga | 55 |
| 4.2 | Especificação do Painel Fotovoltaico | 56 |
| 4.3 | Especificação da Bateria | 58 |
| 4.4 | Definição dos Estágios Conversores | 60 |
| 4.5 | Critérios de Desempenho | 61 |
| 5 | PROJETO DOS CONVERSORES | 63 |
| 5.1 | Primeiro Estágio - <i>Buck-Boost</i> Não Inversor | 63 |
| 5.1.1 | Especificação dos Componentes | 65 |
| 5.1.2 | Projeto dos Compensadores <i>Buck-Boost</i> | 68 |
| 5.1.2.1 | Modelo Médio em Espaço de Estados | 69 |

| | | |
|------------|---|------------|
| 5.1.2.2 | Projeto da Malha de Controle de Corrente | 73 |
| 5.1.2.3 | Projeto da Malha de Controle de Tensão | 77 |
| 5.1.3 | Controlador de Carga | 81 |
| 5.1.4 | Algoritmo de Controle por Rastreamento do Ponto de Máxima Potência | 83 |
| 5.2 | Segundo Estágio - <i>Boost</i> | 84 |
| 5.2.1 | Especificação dos Componentes | 85 |
| 5.2.2 | Projeto dos Compensadores <i>Boost</i> | 87 |
| 5.2.2.1 | Modelo Médio em Espaço de Estados | 87 |
| 5.2.2.2 | Projeto da Malha de Controle de Corrente | 89 |
| 5.2.2.3 | Projeto da Malha de Controle de Tensão | 93 |
| 6 | SIMULAÇÕES E RESULTADOS | 97 |
| 6.1 | Modelagem dos Componentes | 97 |
| 6.1.1 | Bateria | 97 |
| 6.1.2 | Painel Fotovoltaico | 98 |
| 6.2 | Simulação Primeiro Estágio | 99 |
| 6.2.1 | Variações no Painel Fotovoltaico | 101 |
| 6.2.1.1 | Painel em Condições Ideais | 101 |
| 6.2.1.2 | Irradiação Variável | 104 |
| 6.2.1.3 | Temperatura Variável | 106 |
| 6.2.2 | Variações na Bateria | 108 |
| 6.3 | Simulação Segundo Estágio | 112 |
| 6.3.1 | Variações na Bateria | 113 |
| 6.3.2 | Variações na Carga | 114 |
| 7 | CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE | 117 |
| | REFERÊNCIAS | 119 |
| | APÊNDICES | 123 |
| | APÊNDICE A – PROJETO DE SISTEMAS DE CONTROLE LINEAR PARA FONTES CHAVEADAS UTILIZANDO O FATOR K | 125 |
| | APÊNDICE B – CÓDIGO MPPT P&O | 131 |

1 Introdução

O índice de desenvolvimento de um país é diretamente proporcional à quantidade de energia que ele consome, e, portanto, a cada ano que passa, a demanda energética mundial tem seu valor acrescido.

Por outro lado, ao mesmo tempo em que a necessidade de energia aumenta, os métodos convencionais de energia hoje utilizados dependem, em sua maioria, de recursos não renováveis derivados do petróleo, que possuem suas fontes drenadas não só por fontes geradoras de energia elétrica, mas pelo seu consumo como principal combustível em meios de transporte e sua utilização em embalagens, fertilizantes, etc. O resultado desta utilização desenfreada é o esgotamento destes recursos, deixando nossa sociedade altamente despreparada para a sua substituição em um futuro tão próximo.

No Brasil tem-se ainda uma segunda preocupação, relacionada à baixa diversificação da matriz energética. Na figura 1 é possível identificar os diferentes recursos utilizados na produção de energia elétrica, sendo as fontes predominantes as hidráulicas e os recursos não renováveis. Assim, além de susceptível ao esgotamento das fontes derivadas de combustíveis fósseis, o Brasil é um país vulnerável à mudança no seu regime chuvoso.

Pensando nas questões expostas acima, aliando ao objetivo de reduzir meios de

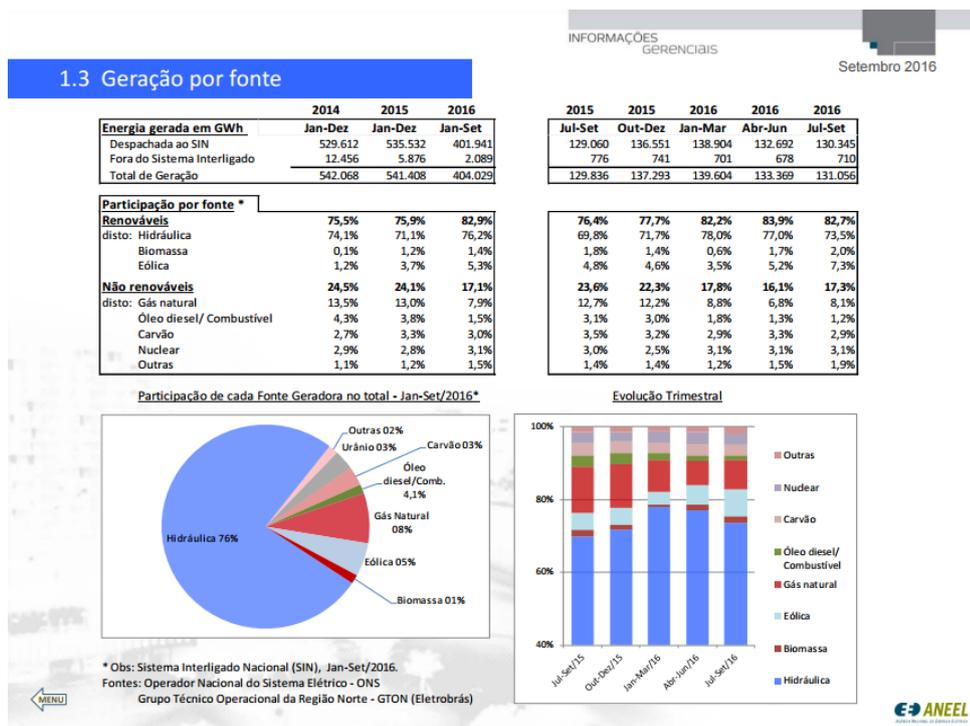


Figura 1 – Geração de energia elétrica no Brasil por tipo de fonte - Setembro 2016 [1].

8.2 Projetos de P&D – temas estratégicos

Setembro 2016

| Projetos de P&D de temas estratégicos regidos pela Resolução Normativa nº 316/2008 | | |
|--|---|------------------|
| Chamada | Título | Valor (R\$) |
| 001/2008 | Modelo de Otimização do Despacho Hidrotérmico | 21.271.615,92 |
| 002/2008 | Metodologia de Elaboração da Função de Custo do Déficit | 5.973.450,00 |
| 003/2008 | Metodologia para Alocação dos Custos do Sistema de Transmissão | 1.043.761,06 |
| 004/2008 | Ensaio de Transmissão de Energia em Linha de Pouco Mais de Meio Comprimento de Onda | 2.301.404,99 |
| 005/2008 | Alternativas Não Convencionais para Transmissão de Energia Elétrica em Longas Distâncias | 2.769.432,08 |
| 006/2008 | Aplicações de Novas Tecnologias em Sistemas de Transmissão | 11.715.621,00 |
| 007/2008 * | Metodologia para Determinação de Estratégia Ótima de Contratação Uso do Sist.de Transmissão (MUST) | 0,00 |
| 008/2008 | Metodologia para estabelecimento de estrutura tarifária | 6.544.008,53 |
| 009/2008 | Monitoramento das Emissões de Gases de Efeito Estufa em Reservatórios de Usinas Hidrelétricas | 23.128.073,35 |
| 010/2008 | Efeitos de Mudanças Climáticas no Regime Hidrológico de Bacias Hidrográficas e na Energia Assegurada de Aproveitamentos Hidrelétricos | 13.719.039,92 |
| 011/2010 | Rede Elétrica Inteligente (Smart Grid) | 8.700.632,43 |
| 012/2010 * | Arranjos Técnicos e Comerciais para um Mercado Sulamericano de Energia Elétrica | 14.609.325,80 |
| 013/2011 | Arranjos Técnicos e Comerciais para Inserção da Geração Solar Fotovoltaica na Matriz Energética | 396.219.366,60 |
| 014/2012 | Arranjos Técnicos e Comerciais para Inserção da Geração de Energia Elétrica a partir do Biogás oriundo de Resíduos e Efluentes Líquidos na Matriz Energética Brasileira | 422.621.143,72 |
| 015/2013 | Gestão dos Impactos de Eventos Climáticos Severos no Setor de Energia Elétrica | 10.000.000,00 |
| 016/2013** | Sistema de Monitoramento da Qualidade da Energia Elétrica | 9.486.988,43 |
| 017/2013 | Desenvolvimento de Tecnologia Nacional de Geração Eólica | 253.226.771,94 |
| 018/2013 | SIASE - Sistema de Inteligência Analítica do Setor Elétrico | 2.049.700,98 |
| 019/2015 | Desenvolvimento de Tecnologia Nacional de Geração Heliotérmica de Energia Elétrica | 256.180.920,76 |
| 020/2016 | *** Aprimoramento do Ambiente de Negócios do Setor Elétrico Brasileiro | 0,00 |
| 021/2016 | *** Arranjos Técnicos e Comerciais para a Inserção de Sistemas de Armazenamento de Energia no Setor Elétrico Brasileiro | 0,00 |
| Total | | 1.461.561.257,51 |

* As chamadas 007/2008 não recebeu propostas e a chamada 012/2010 foi cancelada.

** A chamada 016/2013 não teve proposta aprovada.

*** Aguardando propostas.

Fonte: Superintendência de Pesquisa e Desenvolvimento e Eficiência Energética - SPE



Figura 2 – Projetos de P&D de temas estratégicos regidos pela Resolução Normativa nº 316/2008, para até o ano de 2016 [2].

produção que agridam o meio ambiente, as energias eólica, solar, maremotriz, hidráulica, biomassa, e de resíduos sólidos surgem como alternativa de geração.

Com isso, o desenvolvimento e a pesquisa em torno destas tecnologias se tornaram rapidamente temas de cunho estratégico para o governo brasileiro [2], como constatado pelos projetos traçados no setor de Pesquisa e Desenvolvimento da ANEEL, figura 2, para até o ano de 2016, com aproximadamente 48% dos investimentos totais voltados para tal.

De todas as fontes citadas, a energia proveniente diretamente da irradiação solar merece uma atenção especial. Pela sua localização geográfica no globo terrestre e extensa área, o Brasil é um dos países com melhor potencial para geração fotovoltaica no mundo. Dados do Atlas de Energia Elétrica do Brasil [10] registram radiações que variam de 8 a 22 MJ/m² durante o dia. No nordeste, a radiação é comparável às melhores regiões do mundo, como a cidade de Dangola, no deserto do Sudã, e a região de Daggert, no Deserto de Mojave, Califórnia.

Apesar disso, é muito pouco explorada quando comparado com países como Alemanha, que em 2007 apresentou 3,8MW de potência instalada, o equivalente à 49% da potência fotovoltaica mundial, e o Japão, com 1,9MW instalados [10].

Sendo assim, apesar dos incentivos feitos pelo governo para viabilizar a utilização de tal recurso, a energia solar fotovoltaica ainda possui um vasto potencial a ser explorado e deve ser inclusive, considerado uma das possíveis soluções para a questão energética do Brasil.

1.1 Contextualização do Trabalho e Motivação

A instrumentação industrial é uma das disciplinas chave da engenharia que possibilita o desenvolvimento da automação de processos industriais. Os equipamentos que compõe esta disciplina - sejam eles os próprios instrumentos de campo ou qualquer outro que participe do processo - são compostos por circuitos eletrônicos que exigem alimentação própria, tradicionalmente proveniente de fontes ininterruptas e internas às salas elétricas da planta industrial.

O desafio surge quando em áreas distantes da planta principal existem processos instrumentados, seja para o simples monitoramento das variáveis ou para participação em alguma malha de controle. Para estes equipamentos, localizados a quilômetros de distância da sala elétrica, é inviável a utilização de condutores de alimentação ou instrumentação, uma vez que ficam susceptíveis à rupturas ou danos, podem apresentar uma ameaça ao ambiente local e possuem custo elevado de aquisição.

Neste caso, o uso de transmissão sem fio ao controlador lógico programável - CLP, em conjunto com um sistema de alimentação isolado baseado em geradores fotovoltaicos e acumuladores de energia, se mostra como uma solução prática para a alimentação de instrumentos remotos.

O tema proposto para este trabalho é inspirado em um projeto realizado pela IHM Engenharia e Sistemas de Automação durante o período de estágio realizado. O projeto realizado trata-se da especificação de um sistema baseado em alimentação fotovoltaica para utilização de instrumentos em uma adutora de água localizada à 2,5km da planta principal. Devido ao contrato de confidencialidade entre empresa e cliente, os dados específicos do projeto não poderão ser divulgados.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivos Gerais

Especificar os principais componentes de uma solução modular que atenda à necessidade de alimentação de um instrumento industrial em operação remota, e assim projetar e simular um controlador de carga com características ideais para ser utilizado entre painel fotovoltaico e banco de baterias.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Especificação dos equipamentos mínimos necessários para realização de medições analógicas simples e transmissão ao controlador lógico programável (CLP) na sala elétrica da matriz industrial.
- Dimensionamento dos elementos constituintes da fonte de alimentação fotovoltaica isolada proporcionando:
 - Autonomia mínima de dois dias.
 - Carregamento completo da bateria em até três dias, sem interrupção de fornecimento para a carga.
- Projetar um controlador de carga que:
 - Forneça nível de tensão estável e de qualidade para a carga, conforme quesitos a serem especificados.
 - Preservar a vida útil da bateria por meio do controle de carregamento e descarregamento recomendado pelo fabricante.
- Realizar, quando possível, a máxima extração de potência do painel.

1.3 Organização do Trabalho

Este trabalho está dividido em 8 capítulos. O capítulo 1 contextualiza os diferentes cenários do problema abordado, explicando, inclusive, a motivação para a escolha do tema proposto. Os objetivos gerais e específicos são traçados como guia para a elaboração do projeto.

No capítulo 2 é realizada uma breve revisão da literatura, onde a teoria básica que sustenta cada disciplina envolvida no desenvolvimento é exposta como meio de norteamento ao leitor menos experiente nos assuntos tratados.

O capítulo 3 é destinado à explanação da metodologia adotada para conclusão dos objetivos. No capítulo 4 ocorre a especificação dos componentes do projeto – carga, painel fotovoltaico, bateria – a partir da qual é então proposta uma topologia de conversor e estratégia de controle de carga. No final do capítulo, as principais figuras de mérito que corroborarão o atendimento dos objetivos propostos são apresentadas.

O capítulo 5 é destinado ao projeto dos conversores em si, e está dividido em duas sessões: uma para o desenvolvimento do primeiro estágio – *Buck-Boost*, outra para o segundo estágio – *Boost*. Um modelamento por espaço de estados é desenvolvido para cada conversor, os componentes são calculados conforme critérios estabelecidos no capítulo 4, e por fim, o controle é formalizado e projetado para cada estágio.

No capítulo 6, finalmente, são apresentados os resultados das simulações. Os modelos adotados para a representação do painel fotovoltaico e da bateria são explicados, e o circuito simulado é apresentado juntamente com todas as decisões de implementação que não foram tratadas nos capítulos anteriores.

As conclusões e as propostas de continuidade deste trabalho são discutidas no capítulo 7, e por último tem-se um Apêndice que será referenciado ao longo da narrativa para consulta do leitor.

2 Fundamentação Teórica

Os sistemas fotovoltaicos podem ser divididos em duas categorias principais: os sistemas isolados (SFI) ou os conectados à rede. Em ambos os casos, estes sistemas podem operar puramente a partir da fonte fotovoltaica ou podem contar com a mescla entre diferentes tecnologias de geração - neste caso denominados sistemas híbridos. O tipo de sistema adotado e os geradores integradores do sistema, no geral, dependem da aplicação do sistema e restrições de cada projeto como o investimento inicial, a disponibilidade de recursos, os custos de manutenção e fatores ambientais [3].

Nesta sessão os principais elementos constituintes de um sistema fotovoltaico isolado (SFI) serão explicados, voltados à explanação do desenvolvimento do projeto.

2.1 Sistemas Fotovoltaicos Isolados

Os sistemas fotovoltaicos isolados podem ser individuais, com geração exclusiva para uma única unidade consumidora, ou podem ser em minirredes, com a geração partilhada entre um pequeno grupo de unidades consumidoras. Os sistemas individuais de geração de energia elétrica com fontes intermitentes (SIGFI) são regulamentados desde 2004 pela Resolução ANEEL N°83/2004, a qual teve importante papel na inserção de sistemas fotovoltaicos nos programas de eletrificação rural do país. Em 2012 esta resolução foi substituída pela Resolução ANEEL N°493/2012, que estabeleceu procedimentos formais e condições de fornecimento por meio também de microssistemas isolados de geração e distribuição de energia elétrica (MIGDI) [3].

Além da sua disseminação em sistemas domiciliares, os SFI estão sendo cada vez mais priorizados em dispositivos autônomos ou ilhados, onde o acesso à energia elétrica é limitado. Como exemplo, pode-se citar o sobrevoo de três dias sobre o oceano pacífico em um avião movido à energia solar, ocorrido em abril de 2016 [11]. Neste aspecto, tem-se também a utilização da energia fotovoltaica em satélites, assim como em alguns semáforos e radares de rua isolados, torres de telecomunicação, sistemas de bombeamento de água, em embarcações e inúmeras outras aplicações.

Na figura 3 é possível observar os elementos constituintes dos SFI.

Como sugerido pelo próprio nome, o principal elemento de um SFI é o painel fotovoltaico. A tecnologia e a quantidade de painéis utilizados, assim como sua forma de configuração - serie ou paralelo - dependerá de critérios de projeto que objetivam garantir as características elétricas para fornecimento à carga.

Tão importante quanto o painel fotovoltaico, são os acumuladores de energia,

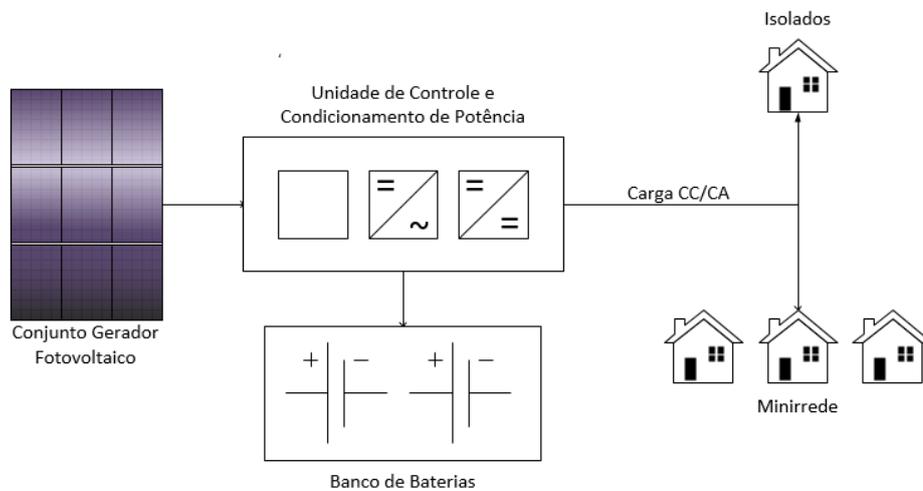


Figura 3 – Sistema Fotovoltaico Isolado.

que garantem autonomia ao sistema frente à interrupção da geração durante os períodos noturnos e nublados. A forma mais comum de se armazenar a energia é a partir das baterias, que além disso, também funcionam como boas referências de tensão CC para os próximos estágios do sistema. Outras formas de armazenamento podem ser via energia potencial gravitacional, a partir do bombeamento de água para reservatórios elevados, por ar comprimido, volante de inércia (em inglês - "*Flying Wheel*") e pela produção de hidrogênio.

A partir daí, são múltiplas as opções de aperfeiçoamento. A maioria dos SFI contam com uma unidade responsável pelo controle e condicionamento de potência injetado na bateria, de forma a protegê-la contra sobrecargas ou sobredescargas, prolongando sua vida útil. Estes elementos são chamados de controladores de carga e são diretamente conectados à bateria, e inseridos em série ou em paralelo com o painel. A necessidade ou não de próximos estágios conversores dependerá, além de tudo, da carga consumidora. Para alimentação de cargas CA, são utilizados inversores, ao passo que para cargas CC pode ou não ser necessário a utilização de estágios condicionadores de tensão para o nível especificado.

2.2 Painéis Fotovoltaicos

A história dos painéis fotovoltaicos se inicia com a observação do efeito fotovoltaico por Edmond Becquerel em 1839, quando foi constatado que, placas metálicas, de platina ou prata, quando mergulhadas em um eletrólito e expostas à luz produziam uma pequena diferença de potencial [12]. Em 1884, Charles Fritts produziu a primeira célula fotovoltaica usando Selênio, cuja eficiência não ultrapassava 1%.

A célula fotovoltaica moderna, produzida a partir do processo de dopagem do Silício, foi confeccionada apenas em 1953, pelo químico Calvin Fuller, do Bell Laboratories em Murray Hill, New Jersey, Estados Unidos. As primeiras células apresentavam eficiência em torno de apenas 4%, mas ainda sim, com resultados muito melhores do que verificados pela célula de Selênio [13].

Interessante é notar que, mais de cinquenta anos depois, o Silício ainda é material constituinte de toda a primeira geração de painéis fotovoltaicos, com eficiência em torno 11% a 18%. Em 2007 pesquisadores da Universidade de Delaware, Estados Unidos, conseguiram bater o recorde de eficiência energética das células solares cristalinas de Silício, atingindo um rendimento de 42,8% [14].

A segunda geração de painéis fotovoltaicos é baseada em filmes finos inorgânicos, e surge com a investigação de novos materiais semicondutores como telureto de cádmio (CdTe), disseleneto de cobre e índio (CIS), disseleneto de cobre, índio e gálio (CIGS) e silício amorfo (a-Si) [15]. No geral, painéis fotovoltaicos de filmes finos possuem eficiência menor que a de silício composto, mas os custos de manufatura são menores, reduzindo o custo por Watt.

Atualmente a tecnologia de painéis chega até sua terceira geração, incluindo materiais inovadores na sua composição, como é o caso dos painéis fotovoltaicos orgânicos (OPV do inglês - "*Organic Photovoltaics*"). Esta tecnologia vem tendo cada vez mais adesão por exterminar as etapas da produção do material semicondutor que gera rejeitos nocivos ao meio ambiente. Além dos OPV, pode-se citar a produção de células Tandem, ou multi-junção, que consistem no acoplamento de painéis de filmes finos para o aumento da eficiência de captação de fótons com diferentes comprimentos de onda, assim como tecnologias de pontos quânticos (PQ), células de portadores quentes (do inglês - "*Hot Carriers*,") e células solares sensibilizadas por corantes [15].

Uma definição para a terceira geração se resume às células altamente eficientes, com baixo custo por Watt e que utiliza na sua fabricação materiais de baixa toxicidade ao invés de ser baseada em materiais com um único "*gap*", ou banda proibida. Grandes evoluções foram feitas no quesito estético e físico, com a possibilidade de fabricação de painéis semitransparentes, flexíveis, leves e até mesmo coloridos. Estas modificações criaram para o painel fotovoltaico uma nova gama de aplicações antes impossíveis, como a integração em edificações, topo de carros e ônibus, e ao solo.

2.2.1 Células e Módulos Fotovoltaicos

Para descrever matematicamente o fenômeno elétrico de uma célula fotovoltaica é comum representá-la por um circuito equivalente como o da figura 4.

Uma célula ideal pode ser representada por uma fonte de corrente I_{ph} em paralelo

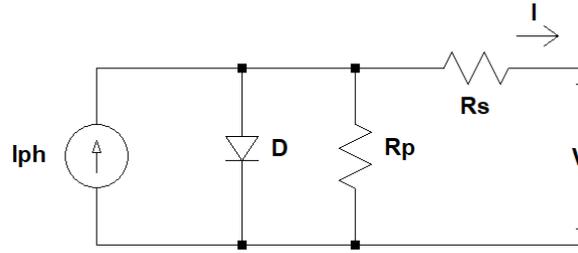


Figura 4 – Circuito equivalente da célula fotovoltaica.

com o diodo, que limita a passagem da corrente em uma única direção. As perdas no processo de conversão são retratadas no modelo através das suas resistências intrínsecas série R_s e paralelo R_p . A resistência R_s descreve as perdas ôhmicas no semicondutor, nos condutores metálicos e no contato entre os dois. Já a resistência R_p descreve perdas ôhmicas que surgem de perturbações elétricas entre as partes da frente e de trás da célula, assim como através de perturbações pontuais na zona de junção p-n [9].

A tensão externa de uma célula fotovoltaica é representada por V e a corrente na saída do circuito equivalente por I :

$$I = I_{ph} - I_D - I_{Rp} \quad (2.1)$$

Em que I_D é a corrente no diodo, e possui expressão:

$$I_D = I_r [e^{q(V + \frac{IR_s}{nkT})} - 1] \quad (2.2)$$

Com I_r sendo corrente de saturação reversa do diodo, n o fator de idealidade, q a carga do elétron, k a constante de Boltzman, T a temperatura absoluta em Kelvin.

A corrente que flui pela resistência paralela I_{Rp} interna é:

$$I_{Rp} = \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2.3)$$

Substituindo na expressão 2.1 as expressões 2.2 e 2.3, tem-se a expressão para a corrente na saída de um painel fotovoltaico.

$$I = I_{ph} - I_r [e^{q(V + \frac{IR_s}{nkT})} - 1] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2.4)$$

A corrente gerada pela célula fotovoltaica é expressa em função da radiação incidente e da temperatura [16]:

$$I_{ph} = [I_{SC} + \alpha_T(T - T_r)] * \frac{S}{1000} \quad (2.5)$$

Em que I_{SC} é a corrente de curto circuito da célula na temperatura e radiação padrão, α_T o coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito, e S a radiação incidente em W/m^2 .

Uma célula fotovoltaica atuando sozinha possui capacidade muito reduzida de geração, tornando-se necessário o acoplamento em série e em paralelo para a obtenção de níveis de tensão e corrente satisfatórios para a sua utilização [3]. A unidade básica formada por um conjunto de células fotovoltaicas, interligadas eletricamente e encapsuladas com o objetivo de gerar energia elétrica, é chamado de módulo fotovoltaico [17].

Uma expressão para a corrente do módulo fotovoltaico é desenvolvida a partir da expressão 2.6, para um conjunto de n_s células conectadas em série e n_p células conectadas em paralelo [18].

$$I = n_p \left(I_{ph} - I_r \left[\exp \left(q * \frac{V + \frac{IR_s}{n_p}}{nkT} \right) - 1 \right] - \frac{V + \frac{IR_s}{n_p}}{R_p} \right) \quad (2.6)$$

2.2.2 Curvas e Parâmetros Característicos

Os módulos fotovoltaicos são geralmente identificados a partir de sua potência elétrica de pico W_p . No entanto, para o dimensionamento correto do painel, esta informação é insuficiente, tornando-se necessário especificar outros parâmetros cujos valores dependerão da sua aplicação específica [3].

A potência de pico de um painel fotovoltaico, assim como os outros parâmetros que serão discutidos nesta sessão, é normalmente disponibilizada pelo fabricante na sua folha de dados, testado sob as condições padrão de teste (STC – do inglês “*Standard Test Conditions*”), que considera irradiação solar de $1000W/m^2$, temperatura do módulo à $25^\circ C$, sob uma distribuição espectral padrão de AM 1.5.

Os primeiros parâmetros de grande interesse são a tensão de circuito aberto V_{OC} e a corrente de curto circuito I_{SC} . A tensão de circuito aberto é obtida submetendo o painel desconectado à STC e medindo a tensão nos seus terminais. Por outro lado, substituindo o voltímetro por um amperímetro nesta mesma configuração, obtém-se o seu valor de corrente de curto-circuito [3].

O par de valores V_{OC} e I_{SC} representam grandezas teóricas máximas que o painel pode atingir. Para a obtenção das características elétricas reais, os fabricantes podem disponibilizar, juntamente com os seus parâmetros, a curva característica I-V, a partir da qual pontos de tensão são relacionados aos seus respectivos pontos de corrente. Ainda, para cada ponto I-V da curva, é possível obter pelo produto corrente-tensão a potência gerada para cada ponto, dando origem a uma segunda curva chamada P-V. A figura 5 mostra um gráfico I-V e P-V para um painel qualquer.

A curva P-V determina, para cada ponto de tensão, o valor da potência equivalente extraível do painel. Por inspeção é fácil identificar um ponto onde a potência é máxima chamada de MPP (do inglês - “*Maximum Power Point*”), produzido a partir do produto da

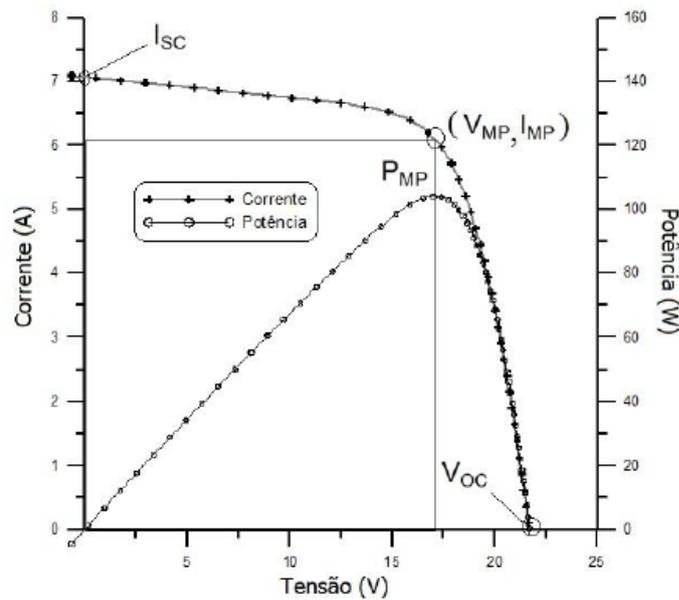


Figura 5 – Curva I-V e P-V de um painel fotovoltaico [3].

sua tensão de máxima potência V_{MPP} e corrente de máxima potência I_{MPP} . Na literatura e em algumas folhas de dados, a nomenclatura pode variar para V_{max} e I_{max} .

Por meio da relação entre a potência máxima P_{MPP} extraível do painel e sua potência de pico W_p , é possível estabelecer quantitativamente as perdas resistivas - série e paralelo - que ocorrem dentro do painel. A esta relação, dá-se o nome fator de forma FF , que demonstra o quão próximo que a curva I-V está do retângulo de potência máxima [3].

$$FF = \frac{V_{MPP} * I_{MPP}}{V_{OC} * I_{SC}} \quad (2.7)$$

O último parâmetro de grande interesse, é a eficiência η desempenhada pelos módulos fotovoltaicos na conversão da energia solar em energia elétrica. Esta pode ser calculada a partir da relação entre potência máxima gerada e potência máxima irradiada sobre o módulo. Como mencionado anteriormente, quando η é calculada em STC, a irradiação é igual a $S=1000W/m^2$ [3]. Considerando um módulo com área A_M , a expressão η é:

$$\eta = \frac{V_{MPP} * I_{MPP}}{S * A_M} \quad (2.8)$$

As curvas apresentadas nesta sessão são poderosos artifícios para a realização de simulações e podem ser utilizadas na emulação dos painéis fotovoltaicos com o auxílio de ferramentas já disponíveis em ambientes como o PSIM. No entanto, quando estas curvas não estão disponíveis, é possível a recriação das mesmas utilizando a modelagem matemática apresentada em 2.5 e 2.6 em um algoritmo que fará o ajuste da curva. Neste caso, os parâmetros introduzidos acima, V_{OC} , I_{SC} , V_{MPP} , I_{MPP} , deverão ser utilizados

juntamente com outras informações disponíveis sobre o painel, como o número de células, o coeficiente de temperatura entre outros.

2.2.3 Efeitos Externos Sobre o Painel Fotovoltaico

Se recorrermos uma última vez às equações 2.5 e 2.6, é possível notar que as características elétricas do painel são fundamentalmente afetadas por variações na irradiação solar, parcial ou imparcial, e por variações na temperatura dos módulos [3]. Nas equações, nota-se que, mantendo a temperatura constante, a corrente de saída do módulo fotovoltaico I_{SC} é proporcional à irradiação solar, sendo máxima na STC. Um gráfico dos efeitos da irradiação solar sobre um painel qualquer pode ser visto na figura 6.

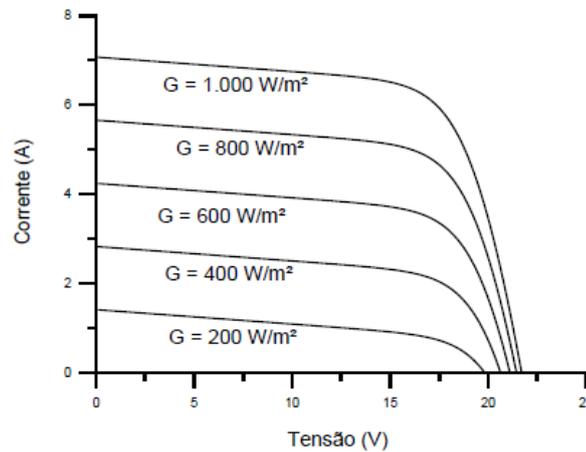


Figura 6 – Curva Característica I-V para diferentes intensidades de irradiação solar[3].

Fazendo uma análise para a temperatura, nota-se que sua variação em torno da temperatura em STC, gera uma pequena variação na corrente do módulo fotovoltaico, provocado pela multiplicação do coeficiente α_T . No entanto, o maior efeito da temperatura está sobre a tensão V_{OC} , conforme ilustrado na figura 7.

Para que efeitos da temperatura nos parâmetros elétricos característicos possam ser levados em consideração, fabricantes fornecem os coeficientes de correção, α_T para corrente de curto circuito, β_T para a tensão de circuito aberto e γ_T para a potência máxima [3]. Estas correções podem ser aplicadas de acordo com as equações:

$$I'_{SC} = I_{sc}(1 + \alpha_T(T_{mod} - 25)) \quad (2.9)$$

$$V'_{OC} = V_{oc}(1 + \beta_T(T_{mod} - 25)) \quad (2.10)$$

$$P'_{MPP} = P_{MPP}(1 + \gamma_T(T_{mod} - 25)) \quad (2.11)$$

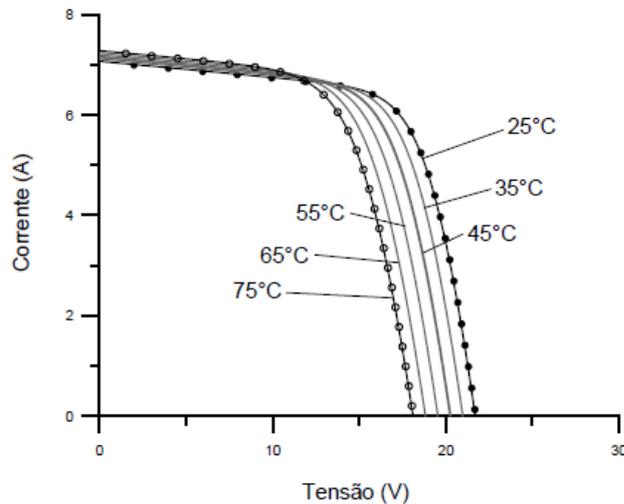


Figura 7 – Curva Característica I-V para diferentes temperaturas do módulo [3].

Em que I'_{SC} , V'_{OC} e P'_{MPP} são os valores corrigidos dos parâmetros elétricos típicos.

Apesar dos valores dos coeficientes serem intrínsecos ao tipo de tecnologia de semicondutor utilizado, os valores dos coeficientes β_T e γ_T sempre serão negativos, ao passo que α_T será sempre positivo.

Já a temperatura dos módulos [3] deve ser calculada por:

$$T_{mod} = T_{amb} + k_T * S \quad (2.12)$$

Onde, T_{mod} é a temperatura calculada para o módulo, T_{amb} é a temperatura ambiente, S é a irradiação incidente sobre o módulo e k_T é o coeficiente térmico, podendo ser adotado um valor padrão de 0,03, caso não conhecido.

Com o objetivo de se aproximar mais das reais condições de operação dos painéis fotovoltaicos, fabricantes definem um valor de temperatura nominal denominada NOCT (do inglês - “*Normal Operating Cell Temperature*”). Esta temperatura é verificada quando o módulo é exposto em circuito aberto a uma irradiação de 800 W/m^2 , em um ambiente com temperatura do ar a 20°C , e exposto à ventos de 1 m/s . Em algumas folhas de dados é possível encontrar os valores de seus parâmetros elétricos já corrigidos para a NOCT [17].

Por fim, resta considerar nesta sessão os efeitos dos sombreamentos parciais sobre os painéis fotovoltaicos. Sombreamentos ocorrem frequentemente pela movimentação de nuvens no céu, mas podem eventualmente ser originados por outras barreiras físicas próximas de sua instalação, como árvores, construções, ou até mesmo de poeira ou folhas acumuladas sobre o módulo.

Como mencionado anteriormente, módulos fotovoltaicos são compostos por uma malha de células interligadas em série e paralelo, de forma que quando uma ou mais

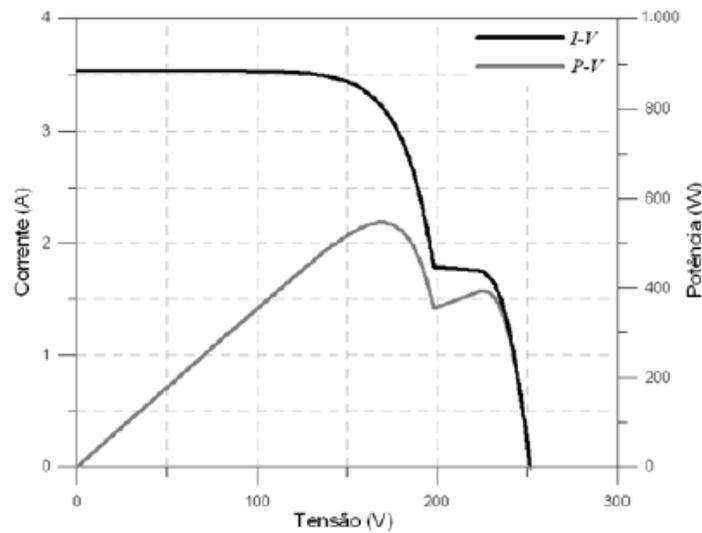


Figura 8 – Efeito do sombreamento parcial do painel fotovoltaico, com a utilização de diodos de desvio. [3].

células são sombreadas, a corrente gerada pelo conjunto fica limitada àquela que a célula afetada consegue produzir, reduzindo a corrente de saída do painel [3].

Neste cenário, além da perda de potência gerada, pode ocorrer um fenômeno conhecido como ponto quente (em inglês - *“Hot Spot”*), de forma que a corrente extra produzida pelas células não sombreadas é dissipada na célula afetada, produzindo intenso calor com ruptura do vidro e fusão de polímeros e metais. Para evitar dano ao painel, diodos de desvio (em inglês - *“Bypass”*) são interligados em anti-paralelo a cada grupo de células, fornecendo um caminho alternativo para a corrente contornar as células afetadas, melhorando a eficiência e evitando danos aos painéis [3]. A figura 8 ilustra o efeito do sombreamento sobre a curva I-V e P-V do painel fotovoltaico, quando implementados com diodos de desvio.

2.3 Baterias

Em sistemas fotovoltaicos isolados, o uso de dispositivos de armazenamento de energia faz-se necessário para atender a demanda em períodos no qual a geração é nula ou insuficiente (à noite ou em dias chuvosos ou nublados, com baixo nível de irradiação solar). Assim, parte da energia solar convertida em energia elétrica pelos módulos fotovoltaicos durante o dia é armazenada para ser utilizada em outros momentos para atender a demanda da carga de forma intermitente [3].

Existem diversas formas de se realizar o armazenamento de energia, entretanto, em sistemas fotovoltaicos isolados, a bateria eletroquímica é ainda o dispositivo mais utilizado pela sua conveniência e eficácia de armazenamento [3].

Muito brevemente falando, a bateria é um elemento composto por diversos vasos, ou células eletroquímicas, conectadas em série ou em paralelo para maximizar a tensão ou a corrente em seus terminais. Nestas células, energia química pode ser transformada em energia elétrica pelo processo de oxi-redução entre seus acumuladores eletroquímicos, ou vice-versa, com a transformação da energia elétrica em energia química pelo processo reverso de carregamento.

Logo, a primeira diferenciação entre tipos de baterias se dá no fato delas serem carregáveis (secundárias) ou não (primárias). As células primárias compõem baterias que podem ser utilizadas apenas uma vez, encerrando sua vida útil e dirigidas ao seu descarte. Já as baterias secundárias podem ser recarregadas e são úteis na maioria das aplicações em que a necessita por longos períodos de tempo, como por exemplo, em aplicações fotovoltaicas. As baterias recarregáveis são comumente referidas como “acumuladores” [3].

Dos diversos acumuladores existentes, pode-se diferenciá-los ainda quanto ao tipo de eletroquímico utilizado, que resultam em diferentes características de eficiência, vida útil, profundidade de descarga, entre outros. A despeito da existência de tecnologias que permitem melhor desempenho, a bateria de Chumbo-Ácido (Pb-ácido) atende bem ao objetivo de armazenamento em sistemas fotovoltaicos, e é economicamente mais viável que, por exemplo, baterias de Níquel-Cadmio (NiCd), Níquel-hidreto metálico (NiMH), íon de Lítio (Li-ion), dentre outras [3]. Uma vez que as baterias são os elementos mais custosos em uma solução fotovoltaica, este fator leva a tecnologia de baterias Chumbo-Ácido a serem as mais empregadas até hoje.

As reações que ocorrem dentro de uma bateria Chumbo-Ácido não são relevantes para o desenvolvimento deste trabalho, porém são amplamente revisadas na literatura e podem ser consultadas a qualquer momento. Por ora, basta compreender que as reações que ocorrem em um ciclo normal de carga e descarga afetam a sua estratégia de carregamento para garantir sua longevidade.

Nesta sessão será realizada uma introdução à nomenclatura utilizada para descrever os acumuladores Chumbo-Ácido, assim como os parâmetros característicos mais relevantes para seu dimensionamento. Ao final, estratégias de proteção para a bateria serão apresentadas juntamente com um método de carregamento que será implementado na simulação final.

2.3.1 Nomenclatura e Parâmetros Característicos

Autodescarga: A autodescarga é um fenômeno de perda espontâneo, em que ocorre o descarregamento gradual da bateria sobre ela mesma enquanto esta não está sendo utilizada. [4][3]. A taxa de autodescarga de uma bateria é especificada por meio de uma porcentagem

de sua capacidade nominal que é perdida a cada mês. Nas baterias Chumbo-Ácido esta taxa é de 5 a 30%, dependendo da temperatura ambiente e da composição química da célula [3].

Regime de Descarga: a descarga de um acumulador é um processo pelo qual a energia química armazenada é convertida em energia elétrica, alimentando um circuito externo. O regime de descarga se refere às condições de corrente, temperatura e tempo para que seja atingida a tensão final de descarga estabelecida [4].

Capacidade: A capacidade de uma bateria refere-se à quantidade de carga que ela consegue prover, expressa em seu valor por Ampère-hora (Ah). Através deste valor especifica-se o produto da corrente (em A) pelo tempo (em hora) que o acumulador é capaz de fornecer até atingir a tensão final de descarga estabelecida [4]. É importante ressaltar que a capacidade da bateria em Ah deve ser sempre expressa em relação ao seu regime de descarga, pois existe uma relação de proporcionalidade não linear entre estas características e a real capacidade da bateria.

Por exemplo, uma bateria em regime de descarrega mais lento apresentará uma capacidade ligeiramente maior que a mesma bateria em regime de descarga mais rápido. De forma equivalente, uma bateria operando em temperatura mais baixa apresentará capacidade ligeiramente menor que uma mesma bateria operando em temperatura mais elevada.

Usualmente a capacidade nominal informada por fabricantes é definida para o regime de descarga de 10 horas (C10), com corrente constante, à temperatura de 25°C, até a tensão de 1,75V por célula (10,5V por bateria – 12V nominal). Para definir a capacidade da bateria para condições diferentes da nominal, projetistas devem recorrer às curvas ou tabelas de descarga em diferentes regimes de corrente e tempo disponibilizadas por fabricantes, além de atentarem-se às correções de temperatura sugeridas.

Profundidade de Descarga: A profundidade de descarga indica, em termos percentuais, quanto da capacidade da bateria foi retirada durante a descarga, a partir do seu estado de carga plena. A profundidade de descarga máxima calculada para um determinado sistema deve levar em consideração o tipo de bateria. A bateria automotiva, por exemplo, é utilizada para dar partida ao motor, necessita de uma corrente de descarga alta, por um curto intervalo de tempo, aceitando uma profundidade de descarrega de até 10%. Já as baterias estacionárias, utilizadas para suprir uma demanda por um longo período de tempo, aceitam descarregamento de até 80% [3]. Ultrapassados estes limites, a bateria poderá rejeitar a recarga, tornando-se inutilizável. É importante ressaltar que, quanto mais profunda for a descarga da bateria, menor é o número de ciclos que ela é capaz de fornecer e conseqüentemente, menor é a sua vida útil.

Vida Útil: A cada ciclo da célula, pequenas quantidades do material ativo são despendidas

dos eletrodos e depositadas no fundo do vaso. Uma vez separado do eletrodo, este material não é útil ao processo de conversão de energia, reduzindo a capacidade da célula. [3]

A vida útil da bateria estacionária refere-se ao tempo entre início de operação e o instante em que a capacidade da bateria atinge 80% da sua capacidade nominal [4]. Este valor pode também ser relacionado ao número de ciclos que uma bateria é capaz de fornecer, considerando a profundidade de descarga, antes de apresentar falhas no seu funcionamento.

Portanto, como mencionado anteriormente, a profundidade de descarga praticada a cada ciclo da bateria influencia diretamente no número de ciclos que ela é capaz de completar e na sua vida útil. No gráfico da figura 9 tem-se um exemplo da relação entre ciclos de uma bateria e sua profundidade de descarrega, para uma bateria estacionária Freedom 12V.

Procedimentos que visam a preservação da vida útil da bateria são: manutenção do estado de carga em baterias Chumbo-Ácido (equalização e flutuação), operação em ambientes com temperatura controlada, controle de sobrecargas e sobredescargas [3].

Estado da Carga (SOC do inglês - “*State of charge*”): Por fim, tem-se a definição de estado da carga. O estado da carga indica, em termos percentuais da carga nominal, a capacidade disponível de uma bateria em dado momento. Este valor é o valor complementar à profundidade de descarga, comentado acima [9]. O conhecimento deste valor é importante para se evitar a sobrecarga e sobredescarga, e assim administrar adequadamente a capacidade disponível da bateria. O estado da carga pode ser facilmente monitorado através da tensão de circuito aberto, pois possuem relação linearmente proporcional.

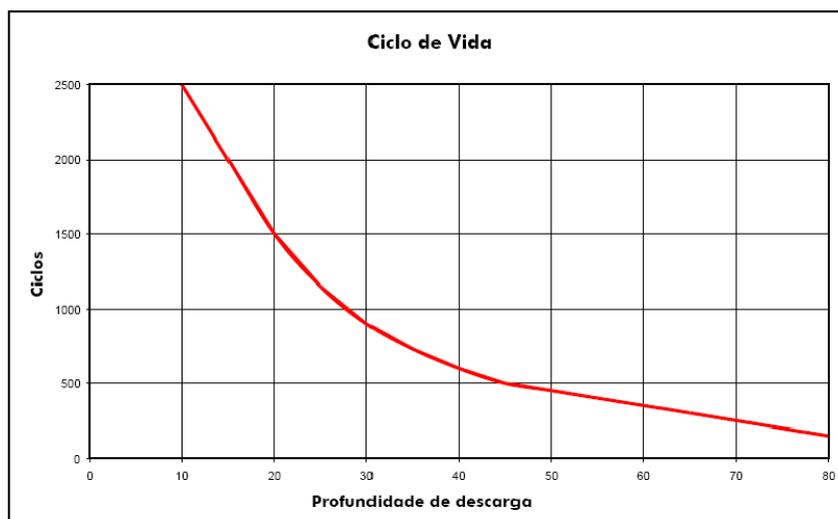


Figura 9 – Gráfico de número de ciclos de uma bateria relacionada a sua profundidade de descarga. [4]

2.3.2 Controlador de Carga

O objetivo do controlador de carga é providenciar o carregamento completo da bateria de forma rápida, segura, e além de tudo, garantindo a manutenção da sua vida útil [19]. Para isso, além de uma estratégia para o processo de carregamento em si, o controlador de carga deve também possuir mecanismos de desconexão com o painel na presença de altas tensões na bateria (HVD – do inglês “*High Voltage Disconnection*”), e mecanismos de desconexão com a carga devido às baixas tensões na bateria (LVD - do inglês “*Low Voltage Disconnection*”), protegendo-a de sobrecarga e sobredescarga, respectivamente [3].

Os controladores de carga para sistemas fotovoltaicos isolados devem, além de cumprir os objetivos descritos acima, considerar o fornecimento de energia pelo painel fotovoltaico no momento do carregamento. A estratégia de carga mais eficiente divide o processo em 3 estágios:

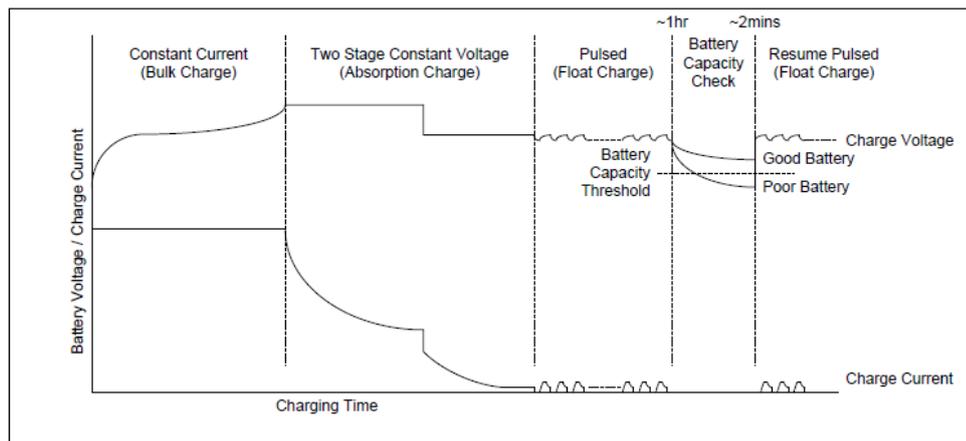


Figura 10 – Curvas de tensão e corrente na bateria durante o carregamento em 3 estágios [3].

Estágio 1 – Carga profunda ou “*Bulk charge*”: iniciando-se com a bateria descarregada, o objetivo desta etapa é repor a maior parte da capacidade da bateria, usualmente entre 80-90%, no menor intervalo de tempo possível. Nesta etapa o painel funciona como uma fonte de corrente, fornecendo a máxima potência do painel, e a bateria é responsável pela imposição da tensão no barramento [9][3]. Nesta etapa deve-se precaver que a corrente injetada na bateria não ultrapasse o valor máximo de corrente suportado. Caso isso ocorra, a estratégia de controle deve então limitar a corrente a um valor constante.

Estágio 2 – Absorção: quando a tensão no barramento atinge a tensão de fim de carga, especificado pelo fabricante da bateria com o nome tensão de equalização ou tensão de carga, o controle manterá tensão constante na bateria até que a corrente absorvida caia abaixo de determinado valor, quando ela já pode ser considerada carregada [3].

Estágio 3 – Flutuação: quando a bateria está finalmente carregada, o controle abaixa a referência de tensão para a tensão de flutuação, também fornecida pelo fabricante. Esta fase se mantém até que a bateria se descarregue novamente e um novo ciclo de carga possa ser iniciado [3].

Os três estágios descritos acima podem ser vistos na figura 10, pelas curvas de tensão e corrente na bateria.

2.4 Instrumentação Industrial

Antes de entrar no mérito dos instrumentos industriais, é necessário compreender o funcionamento básico do processo de automação das plantas industriais.

A automação industrial, em termos gerais, é uma disciplina da engenharia que tem como objetivo intervir no processo produtivo para que ele seja realizado sem nenhuma ou pouca atividade humana. Para que isso seja possível, ela utiliza diversos instrumentos com as funções de medir, transmitir, comparar, e atuar no processo, além de possuírem as funções de monitoramento, alarme, e inter-travamento. O coração do funcionamento deste sistema é o CLP (Controlador Lógico Programável), um dispositivo eletrônico que recebe como entrada os dados de medição do processo e efetua as instruções lógicas armazenadas na sua memória, de forma a produzir sinais de saída que acionam equipamentos em campo [20].

A estrutura básica de um CLP é composta por uma CPU (do inglês - “*Control Processing Unit*”), contendo um chip processador e memória, por entradas e saídas digitais ou analógicas e por uma fonte de alimentação.

Os CLP's podem ainda ser modulares, de modo que cada um de seus componentes pode ser adquirido separadamente e abrigado em uma estrutura denominada *rack*.

Quando modulares, as funções de entrada e saída são denominadas cartões. Cartões de CLP podem vir com diferentes quantidades de canais, sendo os mais comuns os com 8 ou 16 pontos, e devem possuir níveis de tensão compatíveis com o instrumento conectado aos seus terminais. Existem cartões que alimentam seus instrumentos com 24Vcc, 48Vcc, 110Vac e 220Vac e modulam os sinais recebidos ou transmitidos em faixas de 1 a 5V, quando realizadas à curtas distâncias, ou de 4 a 20mA quando em longas distâncias.

A alimentação dos CLP's é geralmente realizada a partir da rede de distribuição de energia comercial. No entanto, seus componentes internos são geralmente alimentados por baixos níveis de tensão, sendo necessária a utilização de uma fonte para converter a tensão fornecida pela rede elétrica em todos os níveis necessários para a operação do processador, memória, interfaces de entrada e saídas e também de outros módulos periféricos [21]. Uma boa fonte de PLC deve ser capaz de tolerar cerca de 10% a 15% da variação de tensão em

sua entrada, quando ligado à rede elétrica.

2.4.1 Instrumentos Industriais

Os instrumentos industriais, segundo a norma ISA 5.1 (do inglês – “*Instrumentation, Symbols and Automation Society*”)[21], podem ser classificados em primários, secundários, auxiliares ou acessórios. Destes, os dispositivos de maior interesse para a realização deste trabalho são os primários, que podem ainda ser divididos conforme sua função ou tipo de sinal transmitido.

Quanto à função desempenhada, os instrumentos podem ser: sensores primários do fenômeno físico, transmissores, indicadores, registradores, conversores, operadores aritméticos, integradores, controladores, e atuadores. Por vezes, alguns dispositivos podem apresentar mais de uma função integrada, como ocorre normalmente com a junção das funções de medição, transmissão e indicação.

Além de serem classificados conforme função, eles podem ser diferenciados em relação ao tipo de sinal transmitido. Os instrumentos com transmissão de sinal elétrico, em tensão ou corrente, são os mais utilizados, juntamente com os sinais digitais em seus diferentes protocolos de comunicação. No entanto, podem também ser pneumáticos, hidráulicos, via rádio ou via modem.

A última diferenciação relevante de se fazer é quanto à alimentação destes instrumentos. Dependendo da forma como os elementos sensores interagem com o fenômeno físico de interesse, eles podem ou não precisar de mais potência. Quando a necessidade de alimentação se limita à excitação da microeletrônica dos dispositivos, ela normalmente pode ser realizada através do mesmo par de fios por onde o sinal é transmitido. No entanto, se circuitos de potência tiverem que ser alimentados, pode ser necessário a utilização de um par de fios adicional para alimentar o circuito. Quando diferenciados em relação ao tipo de alimentação, os instrumentos podem ser chamados de instrumento a 2 fios, para o primeiro caso, e instrumento a 4 fios, para o segundo.

Por fim, vamos entender como se dá a transmissão do sinal a partir do instrumento até o seu cartão de entrada, no *rack* do CLP. Um modulador de corrente 4 a 20mA pode ser visto na figura 11.

O elemento primário – ou sensor, percebe um fenômeno físico e introduz na entrada do amplificador operacional do transdutor um sinal de tensão V_i , que é regulado para estar entre 1 e 5V. A saída do amplificador operacional injeta corrente na base do transistor buscando igualar as tensões nos terminais inversor e não inversor do amplificador operacional. O resistor de saída de 250Ω fica submetido à tensão V_i , produzindo corrente de 20mA quando a tensão na entrada é de 5V e 4mA quando na entrada é aplicada 1V. O transmissor fecha um *loop* com o receptor na entrada do cartão analógico, que

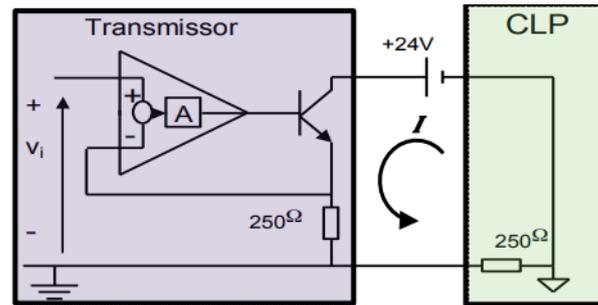


Figura 11 – Circuito do transmissor de sinal 4 a 20mA [5].

possui internamente outro resistor de 250Ω . Ao receber a corrente de 4 a 20mA o sinal medido retorna à sua forma em tensão de 1 a 5V [22].

Este modo de transmissão oferece inúmeras vantagens. Primeiramente, quando transmitidos a longas distâncias os sinais em tensão podem sofrer quedas devido à impedância dos fios, enquanto os sinais em corrente não sofrem alterações.

Em segundo lugar, a maior parte dos conversores A/D (análogo - digital) na entrada dos cartões operam com tensões de entrada de no máximo 5V. Assim o intervalo de 4 a 20mA junto com um resistor de precisão de 250Ω gera exatamente o intervalo disponível no conversor A/D. Por fim, o estabelecimento do mínimo em 4mA ao invés de 0mA, garante a alimentação do circuito microeletrônico do instrumento (máximo de 4mA) e permite detecção de falhas no sensor ou no circuito transmissor [22].

A potência consumida neste *loop* pode ser calculada por meio do produto tensão da fonte e corrente de transmissão.

2.5 Conversores Estáticos CC-CC

A tarefa da eletrônica de potência é processar e controlar o fluxo da energia elétrica por meio da adequação das tensões e correntes fornecidas à carga, considerando seu tipo de aplicação [6]. O termo conversor estático é utilizado para descrever um módulo qualquer da eletrônica de potência que realize uma função de conversão entre grandezas em corrente contínua (CC) e corrente alternada (CA). Quando a conversão é realizada entre dois sistemas em corrente contínua, os conversores são chamados de fontes chaveadas – objeto de estudo deste capítulo.

O objetivo dos conversores estáticos CC-CC é controlar a tensão de saída conforme um valor desejado, frente às variações na tensão na entrada e de carga na saída. Como sugerido pelo nome, as fontes chaveadas operam a partir de uma estratégia de comando de abertura e fechamento de suas chaves, podendo tanto abaixar a tensão na saída quanto elevá-la de acordo com as necessidades da carga. Um dos métodos de controle de tensão

mais comuns emprega o chaveamento em frequência constante, e conseqüentemente, período constante. Podemos dividir o período de chaveamento entre seu tempo de condução e tempo de corte das suas chaves, de acordo com a equação 2.13:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = t_{on} + t_{off} \quad (2.13)$$

A relação entre o tempo de condução e o período total é denominada ciclo de trabalho D (do inglês – “*duty cycle*”). É através do ajuste de D que é possível o controle da tensão de saída, em um método chamado modulação por largura de pulso (PWM – do inglês “*Pulse Width Modulation*”). Através do PWM, o erro de regime permanente entre a tensão de saída e referência gera uma tensão de controle que é comparada com uma curva portadora dente de serra, gerando um sinal de controle das chaves, conforme exemplificado na figura 12.

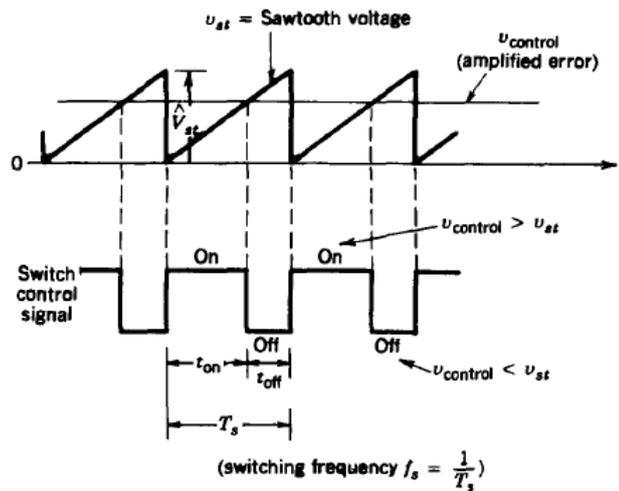
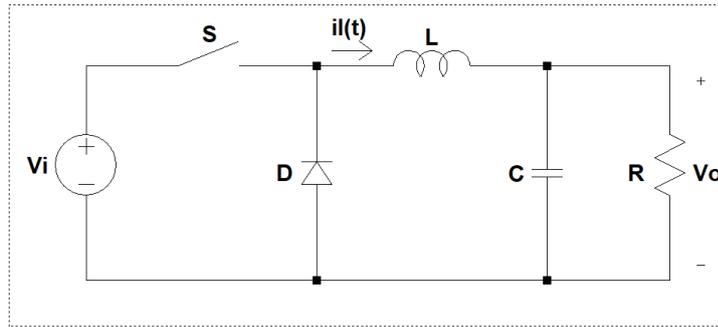
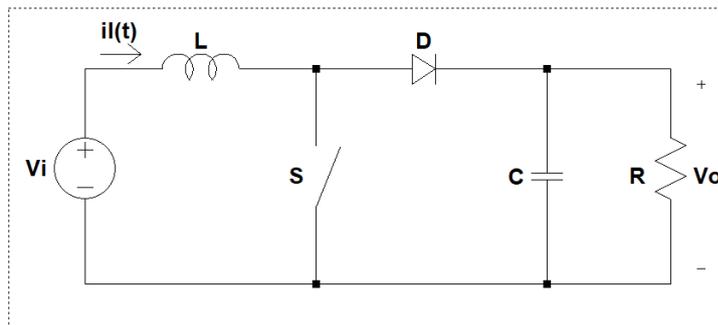


Figura 12 – Padrão de chaveamento produzido a partir do método PWM [6]

Existem duas topologias básicas de fontes chaveadas: as fontes abaixadoras de tensão, denominadas *Buck*, e as fontes elevadoras de tensão, denominadas *Boost*. Variações destes dois circuitos existem, de forma a mesclar suas duas funções em uma topologia conhecida como *Buck-Boost*, ou de forma a fornecer isolamento elétrico com transformadores, entre outras características que dão origem a outras topologias abordadas na literatura. A figura 13 mostra o circuito de um *Buck*, enquanto a figura 14 mostra o circuito de um *Boost*.

Em ambas as topologias S é uma chave, D é um diodo, L é um indutor que funcionará como fonte de corrente, C um capacitor que atuará como filtro de saída, $i_L(t)$ é a corrente instantânea sobre o indutor, V_i é a tensão de entrada, V_o a tensão de saída e R é a carga. O funcionamento destes circuitos será abordado mais adiante.

Figura 13 – Circuito do conversor *Buck*Figura 14 – Circuito do conversor *Boost*

Como citado anteriormente, existem algumas outras topologias adaptadas para demandas específicas das cargas. Em sistemas fotovoltaicos o conversor *Buck-Boost* tem grande espaço de utilização, uma vez que as interferências climáticas no painel podem gerar variabilidades na tensão de entrada que abrangem valores ora menores ora maiores que a tensão de saída desejada, tornando-se necessárias as duas funções de conversão.

Na figura 15 é apresentada a forma genérica do conversor *Buck-Boost* não inversor [23]. Esta topologia, composta por quatro chaves, é a mescla das topologias *Buck* e *Boost*, adaptada para permitir fluxo de potência em ambos os sentidos e a não inversão da tensão na saída, ao contrário do que ocorre com a topologia *Buck-Boost* na versão mais clássica apresentada na literatura. Como no projeto desenvolvido, o fluxo de potência deve ocorrer apenas em um sentido – do painel fotovoltaico à carga, as chaves S_3 e S_4 foram substituídas por diodos D_1 e D_2 , como na figura 16.

Sua operação como *Buck* ou como *Boost* dependerá da relação entre sua entrada e saída e como conseqüente o seu ciclo de trabalho, e pode ser efetuada por diferentes estratégias de comando das chaves. A estratégia de controle mais simples é através do comando simultâneo das chaves S_1 e S_2 . O ciclo de trabalho D determinará automaticamente qual o modo a se operar, fornecendo transições suaves e naturais entre as funções *Buck* e *Boost* e estabilidade utilizando apenas uma malha de controle. Apesar de fácil implementação, esta estratégia possui eficiência menor, uma vez que requer a atividade plena das duas chaves, independente da forma de operação.

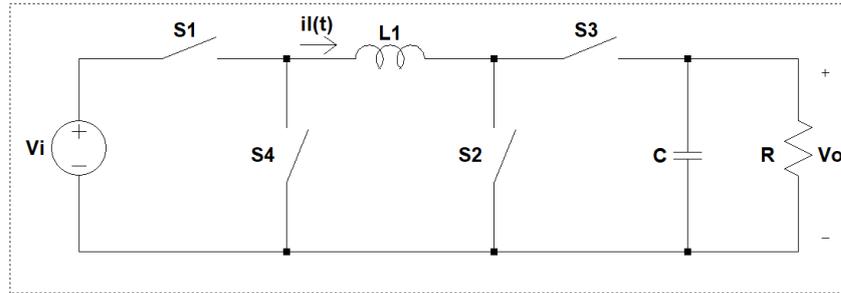


Figura 15 – Circuito do conversor *Buck-Boost* bidirecional

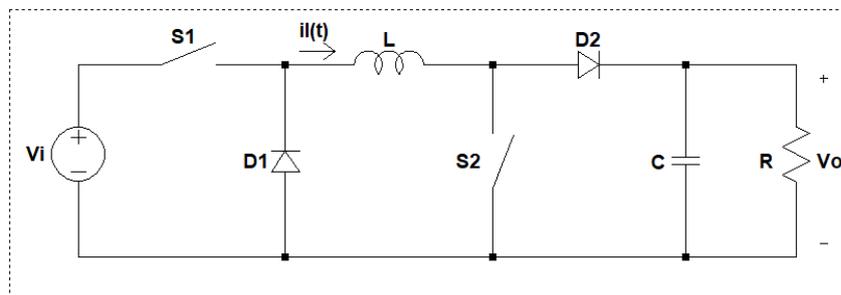


Figura 16 – Circuito do conversor *Buck-Boost* unidirecional

A outra estratégia consiste em identificar o modo de operação desejado e dividir o comando das chaves para a operação de cada função. Para operar como *Buck*, a chave S1 é comutada enquanto S2 é permanentemente aberta, e para operar como *Boost*, a chave S2 é comutada enquanto S1 é permanentemente fechada. Por conta da separação entre modos de operação, as perdas de chaveamento na segunda estratégia são menores, apresentando eficiência melhor do que na primeira. No entanto, este método requer constante detecção do modo de operação, tornando-se mais complexa [23].

A última consideração a ser feita em relação aos conversores estáticos CC é em relação ao seu regime de condução. Quando as ondulações (em inglês - “*ripple*”) na corrente do indutor ou na tensão do capacitor são grandes o suficiente para causar a inversão na sua polaridade, então o conversor atinge o modo de condução descontínua (MCD). Não é incomum um conversor entrar em MCD quando se utiliza chaves unidirecionais e acopla-se na saída uma carga leve, ou nula, forçando *ripples* amplos de corrente pelo indutor. O problema surge quando possíveis transições entre o modo de condução contínua (MCC) e o MCD são relevadas pelo projetista, e a fonte chaveada perde o controle da planta devido às modificações na dinâmica prevista inicialmente. No projeto desenvolvido, os componentes projetados irão observar a garantia do MCC na região de operação média do conversor.

2.6 Técnicas de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

Como sugerido na análise das curvas características dos painéis fotovoltaicos e os diferentes fatores que influenciam sua forma, a produção de energia fotovoltaica é extremamente susceptível a flutuações ao longo do dia por ação das diferentes condições climáticas e de sombreamentos sobre o painel. Ao passo que grandes variações na irradiação solar afetam a corrente gerada, variações na temperatura causam perturbações na tensão, e conseqüentemente no ponto de máxima potência P_{MPP} verificado no painel. Da mesma forma, sombreamentos podem provocar distorções na curva característica do gerador fotovoltaico, como observado na figura 8, inclusive com a ocorrência de máximos locais.

Um método de controle por rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT - do inglês “*Maximum Power Point Tracking*”) pode ser realizado utilizando-se um conversor conectado à saída do painel, e tem por objetivo potencializar a eficiência global de conversão forçando o módulo fotovoltaico a operar na tensão e corrente correspondente ao P_{MPP} . Neste projeto, o controle por MPPT será realizado pelo estágio conversor *Buck-Boost* não inversor, apresentado na sessão anterior.

Como nota, um bom MPPT deve apresentar precisão nas medidas de corrente e tensão, assim como ser capaz de encontrar o MPP com eficácia perante a existência de máximos locais. Além disso, a identificação do MPP deve ocorrer de forma rápida e recorrente, adaptando-se com presteza às variações bruscas de irradiância causadas, principalmente, por nuvens passageiras [3]. O MPPT é implementado por meio do ajuste de tensão de polarização do gerador fotovoltaico através de algoritmos que atuam sobre o controle eletrônico (em inglês “*driver*”) dos dispositivos das fontes chaveadas CC-CC.

Existem diversos métodos já desenvolvidos na literatura para controle por MPPT, entretanto os mais populares para este tipo de aplicação são os métodos de medição direta como o Perturba e Observa (P&O) e o método da Condutância Incremental (IncCond). O algoritmo utilizado neste trabalho é o P&O e está disponível no Apêndice B.

3 Metodologia

Tendo em vista a teoria revisada na sessão anterior, desenvolveu-se uma metodologia para cumprimento dos objetivos propostos que pôde ser dividida em quatro fases:

1. Dimensionamento dos Elementos do Sistema
2. Projeto dos Conversores
3. Desenvolvimento do Controle
4. Simulação e Verificação dos Resultados

1ª Fase - Dimensionamento dos Elementos do Sistema: Em primeiro lugar, determinou-se o consumo máximo dos equipamentos necessários para a aquisição das medições e transmissão sem fio ao CLP. Após conhecimento do valor da carga a ser alimentada, o próximo passo consistiu em dimensionar e especificar um modelo de bateria que oferecesse autonomia de 2 dias [24] na ausência de geração fotovoltaica, e um modelo de painel que fosse capaz de suprir a demanda dos equipamentos enquanto carregasse a bateria, caso esta estivesse descarregada.

Este dimensionamento foi feito avaliando-se o número mínimo de horas com sol ao longo do ano na localização específica a ser instalado, com o painel posicionado em ângulo de melhor aproveitamento da incidência solar. Para fins de desenvolvimento, tomou-se como referência a localização do projeto realizado pela IHM Engenharia e Sistemas de Automação, próximo à cidade de Ibirité. Por último, as figuras de mérito para a avaliação do desempenho do conversor foram traçadas, para que pudessem ser utilizadas no projeto do conversor e nas análises das simulações.

2ª Fase - Projeto dos conversores: De posse das características elétricas dos elementos constituintes do sistema, determinou-se uma topologia capaz de cumprir os requisitos e especificaram-se seus componentes passivos. Como mencionado anteriormente, não é objetivo o estudo comparativo entre diferentes alternativas de conversor.

Para o projeto dos componentes foram traçadas e analisadas as curvas de tensão e corrente para os circuitos equivalentes do conversor ideal em chave aberta e chave fechada, e desenvolvidas as relações para os componentes em cada condição de entrada e saída. A escolha dos componentes foi realizada ponderando os limites de oscilação admissíveis para as variáveis controladas, tensão de saída e corrente no indutor, de maneira que eles fossem atendidos mesmo no pior caso.

3ª Fase – Desenvolvimento do Controle: Para o desenvolvimento do controle, foi necessário desenvolver uma função de transferência para o conversor ideal. Uma vez que os conversores chaveados apresentam comportamentos não lineares, foi elaborado um modelo matemático por meio da descrição em espaço de estados, linearizado em um ponto médio de operação. Novamente, as não idealidades dos componentes não foram abordadas no tratamento matemático, porém estas poderão ser citadas ao longo do trabalho como considerações de um sistema real.

A principal variável a ser controlada é a tensão na saída, sendo necessário o desenvolvimento de uma malha realimentada de controle de tensão para cada conversor. Além da malha de tensão, optou-se pela realização do controle de uma malha realimentada de corrente em cascata, de forma a controlar, também, a corrente no indutor. Os compensadores de corrente foram projetados na forma de controladores PI (proporcional-integral), enquanto os compensadores de tensão foram projetados utilizando o método do fator k [25].

Além do controle em tensão, visando o aumento da eficiência no processo de carregamento da bateria, projetou-se uma malha de controle em ponto de máxima potência por meio de um algoritmo de rastreamento. O algoritmo implementado foi o P&O (perturba e observa), utilizando como variável de perturbação a corrente no indutor.

Por fim, uma rotina de monitoramento do estado de carga da bateria foi desenvolvida, de forma a alternar entre a estratégia de controle por modo tensão e modo em máxima potência, para que o carregamento em três estágios fosse cumprido.

4ª Fase – Simulações: As simulações foram realizadas no ambiente PSIM. O PSIM é uma plataforma que possui ferramentas de design especializadas para projetos e simulações em eletrônica de potência, contando, inclusive, com modelos próprios para algumas aplicações específicas, como por exemplo, a utilização de painéis fotovoltaicos.

As simulações dos dois conversores foram realizadas em separado. No primeiro estágio foi testada a habilidade do algoritmo MPPT de encontrar o ponto de máxima potência e a eficiência da malha de controle de tensão. Estas duas análises foram feitas sob as diferentes condições de operação do painel fotovoltaico - ideais, ou por variação de temperatura e irradiação. Outro teste realizado foi quanto ao funcionamento da rotina do controlador de carga, que pôde ser observada por meio de simulações mais longas. Dinâmicas mais rápidas foram impostas diminuindo o valor da capacitância da bateria simulada, possibilitando assim, a percepção da transição entre os modos de controle. Já no segundo estágio, foi testada a habilidade do controle de tensão do conversor frente às variações de tensão na entrada e variações de carga na saída.

4 Dimensionamento e Especificação dos Elementos do Sistema

4.1 Dimensionamento da Carga

Na sessão 2.4 foram apresentados os principais equipamentos utilizados em um sistema de controle: o CLP contendo CPU e memória, os cartões de entrada e saída e a fonte de alimentação. Além disso, tem-se os instrumentos, ligados às entradas e saídas dos cartões do CLP.

A solução mais simples de instrumentação é aquela contendo um elemento sensor primário e um transmissor 4 a 20mA. Para o problema hipotético analisado, inspirado no projeto realizado na IHM Engenharia e Sistemas de Automação, o instrumento será um medidor de pressão, PMC51 da Endress-Hauser [26].

Para um sistema de transmissão sem fio, no entanto, é preciso realizar a adaptação dos equipamentos intermediários para a aquisição do sinal e transmissão para o CLP - que permanecerá na sala elétrica. Conforme proposto pela solução integrada da Phoenix Contact [27], escolheu-se utilizar um módulo transceptor de rádio RAD-900-IFS [28], frequência de 900MHZ e transmissão até 32km de distância. Este módulo também permite o acoplamento de cartões de expansão de entrada e saída compatíveis com seu funcionamento. Para a recepção do sinal medido, foi especificado um cartão de expansão que permite mais 4 entradas analógicas RAD-AI4-IFS [29].

Utilizando as informações das características de alimentação disponíveis nas folhas de dados de cada equipamento, calculou-se a carga demandada do painel fotovoltaico, analisado na tabela 1.

Tabela 1 – Consumo dos equipamentos

| Equipamento | Faixa de Tensão (Vcc) | Faixa de Consumo (mA) | Potência Consumida (W) |
|--------------------------|-----------------------|-----------------------|------------------------|
| Transceptor de Rádio [9] | 10,8 a 30,5 | <328 (@24V) | <7,872 |
| Cartão de expansão [10] | 19,2 a 30,5 | <120 (@24V) | <2,88 |
| Instrumento [11] | 24+/-3 | 4 a 20 (@24V) | <0,480 |
| Controlador de Carga [8] | - | 6 a 10 (@24V) | <0,240 |
| Total | 24 | <478 | <11,472 |

Além dos equipamentos, considerou-se também uma pequena parcela do consumo referente ao controlador de carga que será projetado. Para isso, tomou-se como referência o consumo dado pela folha de dados do controlador da Phoenix Contact RAD-SOL-CHG-

24-10 [30].

Por fim, avaliando as possíveis faixas de tensão aceitas por cada equipamento, definiu-se um sistema 24V, com o consumo arredondado de 500mA.

$$P_{carga} = 24 * 0,500 = 12W \quad (4.1)$$

4.2 Especificação do Pannel Fotovoltaico

Para determinação do pannel fotovoltaico é indispensável ter dois fatores quantificados: a potência diária consumida pela carga e o padrão de incidência solar ao longo do dia no local a ser realizada a instalação do pannel. Como já definido na sessão anterior, a carga a ser alimentada é de 12W. Para definir seu consumo diário é necessário multiplicar este valor pelo número total de horas em que a carga está ativa. Uma vez que os instrumentos devem realizar medidas analógicas contínuas, seu fator de utilização F_u é de 100%:

$$P_{dia} = 12W * 24h * 100\% = 288Wh \quad (4.2)$$

Já o padrão médio de incidência solar dependerá de fatores tais como a localização no globo terrestre, a altitude e a estação do ano. Tomando como referência a localização de Ibirité, é possível consultar através do programa SunData da CEPEL [7] o valor de irradiação solar diária média mensal para diferentes meses do ano.

Cálculo no Plano Inclinado

Estação: Ibirite
Município: Ibirité, MG - BRA
Latitude: 20° S
Longitude: 44,058888° O
Distância do ponto de ref. (20° S; 44° O): 6,2 km

| # | Ângulo | Inclinação | Irradiação solar diária média mensal [kWh/m ² .dia] | | | | | | | | | | | | Média | Delta |
|---|-------------------------|------------|--|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|-------|-------|
| | | | Jan | Fev | Mar | Abr | Mai | Jun | Jul | Ago | Set | Out | Nov | Dez | | |
| ✓ | Plano Horizontal | 0° N | 5,28 | 5,44 | 5,11 | 4,64 | 4,31 | 3,86 | 4,17 | 4,78 | 4,67 | 5,00 | 5,00 | 5,33 | 4,80 | 1,58 |
| ✓ | Ângulo igual a latitude | 20° N | 4,83 | 5,20 | 5,21 | 5,14 | 5,19 | 4,82 | 5,15 | 5,51 | 4,90 | 4,88 | 4,63 | 4,82 | 5,02 | ,88 |
| ✓ | Maior média anual | 20° N | 4,83 | 5,20 | 5,21 | 5,14 | 5,19 | 4,82 | 5,15 | 5,51 | 4,90 | 4,88 | 4,63 | 4,82 | 5,02 | ,88 |
| ✓ | Maior mínimo mensal | 17° N | 4,92 | 5,26 | 5,22 | 5,09 | 5,09 | 4,71 | 5,03 | 5,43 | 4,89 | 4,92 | 4,71 | 4,92 | 5,02 | ,73 |

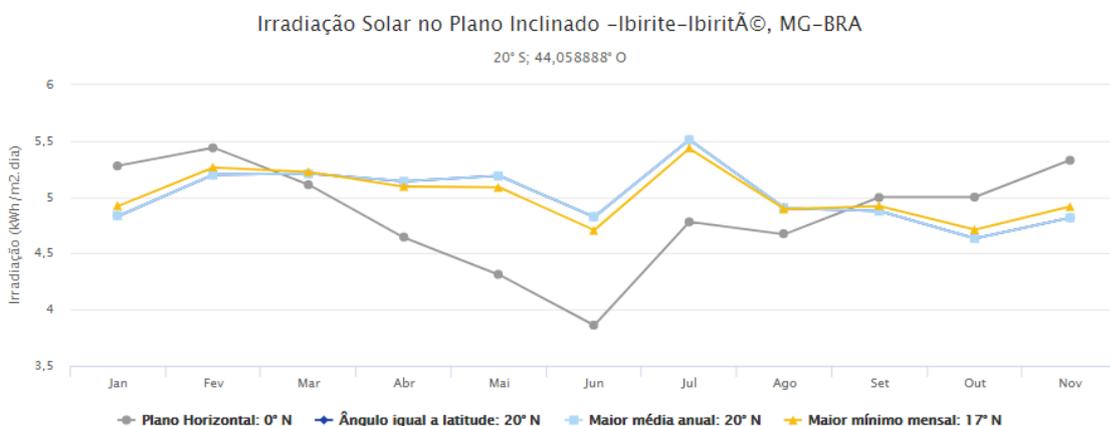


Figura 17 – Dados de irradiação diária média mensal para Ibirité em diferentes planos inclinados [7]

Tabela 2 – Eficiência dos elementos do sistema [9]

| | |
|---------------------------------|-----|
| Eficiência da fiação | 98% |
| Eficiência do Banco de Baterias | 95% |
| Eficiência do Conversor CC | 90% |

Na figura 17 estão disponíveis dados para diferentes ângulos de inclinação do painel fotovoltaico. Considerando que é possível posicionar o painel no ângulo em que se observa o maior valor de radiação mínima mensal, e que é desejável que o painel forneça potência suficiente independente da época do ano, o valor de $4,71\text{kW}/\text{m}^2$, observado no mês de junho, será adotado para o cálculo de potência mínima que o painel deve fornecer.

Para que a variação da irradiação experimentada ao longo do dia seja considerada no equacionamento, é útil substituir todas as horas de luz do dia por horas de sol pleno (HSP), em que se tem irradiação constante no valor máximo igual a $1000\text{ W}/\text{m}^2$.

$$HSP = \frac{4,71\text{kW}/\text{m}^2}{1000\text{W}/\text{m}^2} = 4,71\text{h} \quad (4.3)$$

Logo, a potência mínima que o painel deve gerar a uma exposição de $1000\text{ W}/\text{m}^2$, e considerando que os estágios seguintes de conversão terão eficiência da ordem mostrada na tabela 2 [9]¹:

$$W_{pmin} = \frac{P_{dia}}{HSP} = \frac{288}{4,71 * ((0,90)^2 * 0,85 * 0,98)} = 90,62\text{W} \quad (4.4)$$

Este valor equivale a uma geração suficiente para suprir, além dos equipamentos, o carregamento da bateria após seu descarregamento ao longo da noite. Porém, devido à variabilidade das condições climáticas, é importante também que a bateria possua uma autonomia de operação e que o painel fotovoltaico seja capaz de carregá-la em um intervalo de tempo delimitado, sem precisar interromper o fornecimento de energia para a carga. Para países no hemisfério sul, é sugerido dois 2 dias de autonomia e um intervalo máximo de 3 dias para seu carregamento completo [27]. A potência mínima que deverá ser fornecida pelo painel, por fim:

$$W_p = 90,62 * \left(1 + \frac{2}{3}\right) = 151,03\text{W} \quad (4.5)$$

Existe uma variedade de painéis, e até mesmo de configurações com mais de um painel, que atendem a demanda calculada. Para a escolha adequada deve-se avaliar primeiro os parâmetros elétricos necessários ao atendimento da carga. Além disso, é interessante avaliar as relações de custo-benefício entre as opções ofertadas, limitações de tamanho do sistema desejado, e capacidade de expansão futura permitida pelo equipamento escolhido. O painel escolhido foi o painel da Yingli JS 150 SERIES [31]. Suas principais características elétricas são observadas na tabela 3.

¹ A topologia de conversores utilizada neste projeto será ainda discutida na sessão 4.4. Por ora, considere-se a presença de dois estágios conversores CC em série

Tabela 3 – Parâmetros elétricos para as condições padrões – STC (1000 W/m², 25°C por célula, AM1.5)

| | | |
|-------------------------------|-----------|------------|
| Potência de saída (W) | P_{MPP} | 150 +/- 3% |
| Tensão em P_{MPP} (V) | V_{MPP} | 18,5 |
| Corrente em P_{MPP} (A) | I_{MPP} | 8,12 |
| Tensão em circuito aberto (V) | V_{OC} | 22,9 |
| Tensão em curto circuito (A) | I_{SC} | 8,61 |

4.3 Especificação da Bateria

Assim como com os painéis, são diversas as opções e as configurações série/paralelo que atendem às necessidades de armazenamento. Para esta especificação considerou-se a capacidade em Àmpere-hora (Ah), custo, tamanho, e vida útil.

A capacidade em Àmpere-hora (Ah), conforme já discutido na sessão 2.3.1, quantifica a quantidade de carga fornecida pelo acumulador em determinado regime de descarga, através do produto da corrente, em Àmpere, pelo tempo, em hora [4]. Para especificar a capacidade da bateria deve-se, portanto, avaliar a quantidade total de corrente demandada pela carga no período de tempo desejado, assim como a profundidade de descarga máxima projetada para o banco de baterias. Utilizando o valor de carga calculado para um dia de consumo, e considerando os 2 dias de autonomia, calcula-se o consumo total de potência:

$$P_{2dias} = 2 * P_{dia} = 576Wh \quad (4.6)$$

Para calcular o valor equivalente em corrente, é necessário estabelecer a tensão da bateria, que geralmente é disponível em 12V ou 24V. Para o cálculo inicial será considerado uma bateria de 12V. O consumo de corrente para os 2 dias, avaliada a eficiência dos estágios conversores é:

$$I_{2dias} = \frac{576Wh}{12V * 0,90 * 0,98 * 0,85} = 64,02Ah \quad (4.7)$$

E a corrente média de descarga neste intervalo:

$$I_{med} = \frac{64,02Ah}{48h} = 1,33A \quad (4.8)$$

Como já discutido, a vida útil da bateria é diretamente relacionada à sua profundidade de descarregamento. Como o descarregamento por falta de sol será menos recorrente que o descarregamento noturno, considera-se que o primeiro regime de operação terá menos efeito na longevidade do banco de baterias do que o segundo. Portanto, será permitida uma profundidade de descarrega máxima de 80% em 2 dias. A capacidade total da bateria deve então ser:

$$I_{total} = \frac{64,02}{0,8} = 80,03A \quad (4.9)$$

Tabela 4 – Comparação entre soluções propostas para o banco de baterias [4]

| Solução Proposta | 1 x DF2000 | | 2 x D700 (paralelo) | | 2 x DF500 (paralelo) | |
|-----------------------------------|------------|--------|------------------------|-------|-------------------------|-------|
| Tensão do Sistema (V) | 12 | | 12 | | 12 | |
| Tempo de descarga (h) | 100 | 20 | 100 | 20 | 100 | 20 |
| Capacidade (Ah) | 115 | 105 | 100 | 90 | 80 | 72 |
| Corrente de Descarga | 1,2 | 5,3 | 1,0 | 6,0 | 0,8 | 3,6 |
| Watts-hora | 13 | 65 | 12 | 58 | 10 | 44 |
| Profundidade de Descarga (2 dias) | 56% | 61% | 64% | 71% | 80% | 89% |
| Profundidade de Descarga (noite) | 19% | 21% | 22% | 24% | 28% | 31% |
| Número de Ciclos | 1566 | 1408 | 1329 | 1190 | 980 | 880 |
| Vida útil estimada (meses) | 50,112 | 45,056 | 42,528 | 38,08 | 31,36 | 28,16 |
| Preço (R\$) | R\$ 749,00 | | R\$ 778,00 | | R\$ 658,00 | |
| Peso (kg) | 27,1 | | 25 | | 19,4 | |
| Volume (m^3) | 0,0136224 | | 0,0128625 | | 0,01071875 | |

No manual técnico das baterias estacionárias Freedom [4], tem-se disponível uma variedade de baterias 12V, onde é possível observar, para cada modelo de bateria, a capacidade em Ah para diferentes regimes de descarga. Uma vez que a capacidade da bateria deve ser de no mínimo 80Ah para regimes de descarga em 48h, como calculado na equação 4.9, considerou-se como possibilidade a utilização de uma bateria DF2000 ou uma associação entre duas baterias de capacidade menor, como a DF500 ou a DF700.

Para comparar cada uma das possíveis soluções, na tabela 4 têm-se disponíveis as informações para os intervalos típicos de operação C20 e C100 [4]. Uma vez que não são disponibilizadas curvas que relacionem as variáveis com o tempo de descarga, as estimativas dos dados para as 48 horas projetadas de descarga serão feitas a partir de uma avaliação do intervalo entre 20h e 100h.

É possível notar que a solução 3, no cenário de mais favorável (C100), tem capacidade de exatamente 80Ah. Isto provavelmente indica que em um regime de descarga de 48 horas ela não terá capacidade suficiente para manter o suprimento de energia. Além disso, considerando que a corrente média de descarga deverá ser de 1,33A, não é possível ter garantia que em 48 horas o arranjo será capaz de fornecer este valor.

Por outro lado, tanto as soluções 1 e 2 garantem capacidade mínima de 80Ah em 48 horas de descarga e apresentam boas probabilidades de fornecerem a corrente necessária de 1,33A em 48 horas. Como o sistema projetado não possui limitações definidas de peso e tamanho, e ambas as soluções possuem características muito próximas entre si, a escolha será embasada no custo e na vida útil comparativa de cada solução.

Na tabela 4, além das informações retiradas do manual técnico da bateria, foram consultados os preços para cada modelo no site da Neosolar [32] - empresa provedora de soluções fotovoltaicas isoladas. Observa-se que a solução 1 possui custo menor, contando

pontos a favor da sua escolha.

Para analisar a vida útil estimada da bateria, foram feitas comparações da real profundidade de descarga em regime sem sol e em regime noturno. Estes valores podem ser obtidos dividindo-se a capacidade em corrente demandada em cada um destes períodos pela capacidade total da bateria em dado regime de descarga. O Atlas de Energia Elétrica do Brasil da ANEEL [10] disponibiliza dados de horas totais de sol ao dia, de acordo com latitude e período do ano. No local avaliado (latitude 20°), observa-se que o dia mais curto ocorreu com 10,8 horas de sol, ou 13,2 horas sem sol. A capacidade da bateria consumida ao longo da noite mais longa é:

$$I_{noite} = \frac{I_{total}}{2} * \frac{13,2}{24} = 22A \quad (4.10)$$

Levando as duas análises em consideração, a solução 1 apresenta tanto menor custo, quanto maior expectativa de vida, sendo escolhida para a implementação deste projeto.

Na tabela 5 estão as principais informações da bateria escolhida.

Tabela 5 – Parâmetros Baterias DF2000 em C10 e 25°

| | |
|---|-------------|
| Capacidade C(10) (Ah) | 94 |
| Corrente média de descarga (A) | 9,4 |
| Tensão de Equalização (V_{eq}) (V) | 15,5 |
| Tensão de Flutuação (V_{float}) (V) | 13,2 a 13,8 |
| Tensão mínima | 10,5 |

4.4 Definição dos Estágios Conversores

Como abordado na sessão 2.1, existem duas formas possíveis de se solucionar o problema do controle de carga e condicionamento da energia em um sistema fotovoltaico isolado: a configuração em série ou em paralelo com o painel.

A solução série apresenta eficiência global menor por conta da disposição em cascata dos elementos. Além disso, a bateria fica susceptível à circulação de toda a energia gerada pelo painel, tendo sua vida útil prejudicada ao longo do tempo e demandando manutenções mais frequentes no sistema [33].

A outra solução é a configuração em paralelo. A redução do número de estágios conversores da entrada até a saída final faz com que a eficiência geral do sistema seja ligeiramente maior. Além disso, a utilização de um conversor próprio para a bateria aumenta a proteção contra circulação de correntes indesejadas, podendo, inclusive, realizar a desconexão do barramento CC quando a bateria não está sendo utilizada. A desvantagem desta configuração reside na complexidade do conversor que irá realizar o controle

de carga na bateria. Uma vez que o fluxo de corrente deve ocorrer na direção da bateria para a carga quando o painel não gera energia, e do painel para a bateria quando esta está descarregada, é necessário que a topologia escolhida seja bidirecional. Ou seja, o chaveamento do conversor deve permitir que a energia flua em ambos os sentidos, gerando transitórios e tempos de resposta maiores.

Uma vez que o objetivo deste trabalho não jaz na análise do melhor tipo de topologia, e que não existem restrições quanto a eficiência mínima para o conversor, a configuração série será escolhida. Agora basta definir a topologia dos circuitos que comporão os estágios conversores.

Tabela 6 – Características elétricas dos elementos do sistema fotovoltaico isolado

| Painel Fotovoltaico | | Bateria | | Carga | |
|---------------------|-------|-----------------------|-------------|-----------|----|
| $V_{max} = V_{OC}$ | 22,9V | $V_{max} = V_{eq}$ | 14,4 a 15,5 | V_{max} | 24 |
| $V_{med} = V_{MPP}$ | 18,5V | $V_{med} = V_{float}$ | 13,2 a 13,8 | V_{med} | 24 |
| V_{min} | 0V | V_{min} | 10,5V | V_{min} | 24 |

Observando as características elétricas impostas pelo painel e pela bateria e aquelas demandadas pela carga, é fácil definir as funções necessárias ao conversor. Os intervalos de tensão para cada elemento foram configurados na 6.

A bateria selecionada tem tensão de operação média em torno de sua tensão de flutuação, entre 13,2 e 13,8V, dependendo da temperatura e do seu estado de carga. No entanto, os instrumentos devem ser alimentados constantemente em 24V, exigindo a inserção de um conversor elevador de tensão *Boost*. O conversor *Boost* tem função de controlar a tensão na saída frente às variações de tensão aturadas pelo banco de baterias. Pelo outro lado, o painel fotovoltaico pode apresentar tensões que variam de 0V até sua tensão de circuito aberto $V_{OC} = 22,9V$, de acordo com as condições climáticas em dado instante. Desta forma, ora será necessário elevar a tensão para o banco de baterias, ora será necessário abaixá-la. O circuito que realiza ambas as funções é o circuito *Buck-Boost* com saída não inversora discutida na sessão 2.5. Seu papel será de controlar o regime de carregamento da bateria conforme o SOC, e de implementar o algoritmo MPPT.

Os conversores e a ligação entre eles podem ser vistos na figura 18.

4.5 Critérios de Desempenho

Critérios de desempenho são realizados conforme as demandas dos equipamentos e das baterias.

Conforme tabela 5, a bateria aceita no seu controle de tensão de flutuação uma variação de 13,2V a 13,8V. Sobrelevações acima deste valor poderão ser toleradas por

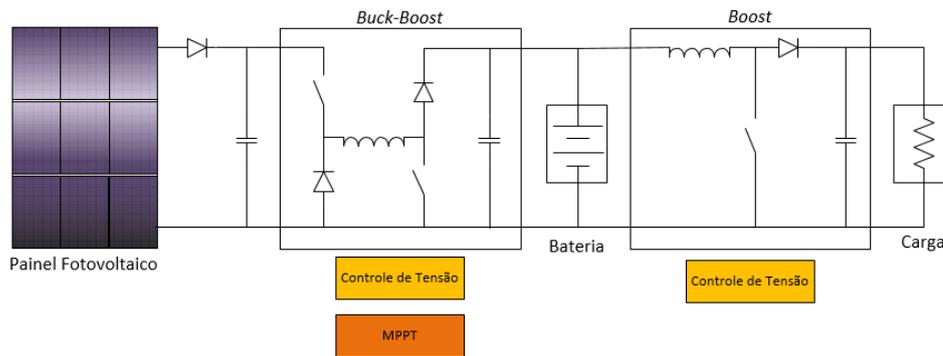


Figura 18 – Topologia dos conversores e esquema de ligação

curtos intervalos de tempo, uma vez que a capacitância da bateria é grande o suficiente para não percebê-las.

Conforme tabela 1, a maior restrição para o controle de tensão do segundo estágio conversor é imposta pelo instrumento, que aceita variação de até 3V, acima ou abaixo de 24V. Porém, esta variação representa 25% do seu valor em regime permanente, um critério relativamente simples de ser atingido pelo controle. Para ampliar a utilização deste sistema, utilizou-se como critério a máxima variação de 5% na tensão de saída, demandada pelo protocolo de comunicação HART (do inglês - "*Highway Addressable Remote Transducer*"). O entendimento do HART está além do escopo deste trabalho, entretanto pode ser rapidamente compreendido como um método de modulação de um sinal de comunicação digital aos sinais analógicos 4 20mA, sem interferência, na mesma fiação.

Além disso, conforme [26], o instrumento leva 1,5s para aquecer, ou seja, este é o tempo máximo permitido para atingir seu estado de regime permanente, na inicialização do sistema.

Sem muito mais restrições encontradas nas folhas de dados dos equipamentos, estabeleceu-se na tabela 7 critérios próprios para a avaliação do desempenho.

Tabela 7 – Critérios de desempenho adotados para avaliação dos conversores

| Parâmetro do Controle de Tensão | Saída Estágio 1 | Saída Estágio 2 |
|---------------------------------|-----------------|-----------------|
| Tensão Média (V) | 13,8 | 24 |
| Erro máximo em RP (%) | -4,35% | 5% |
| Ripple Máximo (%) | 5% | 5% |
| <i>Overshoot</i> máximo | - | 2,5% |
| Tempo de Resposta máximo (ms) | 20 | 20 |

5 Projeto dos Conversores

5.1 Primeiro Estágio - *Buck-Boost* Não Inversor

O primeiro estágio conversor projetado é o conversor *Buck-Boost*. O objetivo do conversor *Buck-Boost* é gerar uma diminuição ou elevação de tensão, conforme o nível de tensão disponível no painel fotovoltaico, e condicionar o barramento da bateria de acordo com as estratégias de controle de tensão ou por MPPT.

Um circuito equivalente da topologia *Buck-Boost* não inversora pode ser vista novamente na figura 19. Para facilitar o projeto de controle, optou-se por utilizar o chaveamento simultâneo das chaves S1 e S2. Os circuitos resultantes das condições de chave fechada S1 e S2 = 1, e chave aberta S1 e S2 = 0, podem ser observados nas figuras 20 e 21.

No circuito das figuras 19, 20 e 21, a fonte de entrada do circuito, V_i , é representada por um painel fotovoltaico, enquanto a bateria e o estágio conversor seguinte na saída do circuito estão representados por um resistor Bat. Um diodo de bloqueio é colocado em série com a saída do painel fotovoltaico de modo a impedir circulação reversa da corrente em períodos noturnos, descarregando a bateria. Um capacitor é colocado em paralelo com o painel, filtrando o *ripple* de corrente no painel.

Quando as chaves S1 e S2 receberem o comando para conduzir, o painel ficará em série com o indutor L, submetendo-o a uma tensão igual a V_i . Durante o intervalo de condução t_{on} , o indutor terá energia armazenada em seu enrolamento, enquanto o capacitor, em série com a carga, descarregará-se parcialmente para manter a corrente na saída do conversor constante.

Por outro lado, quando as chaves S1 e S2 receberem o comando para abrir, a chave

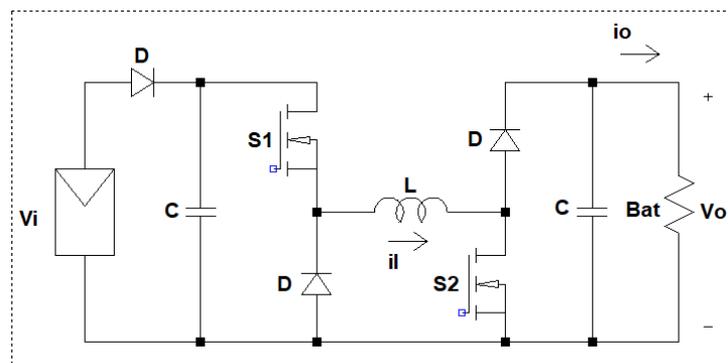


Figura 19 – Circuito do conversor *Buck-Boost* não inversor.

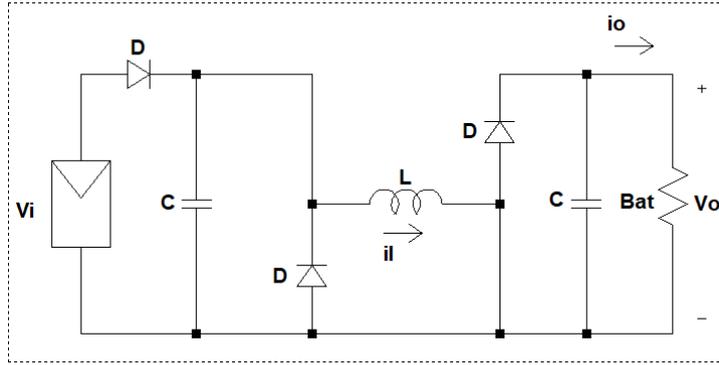


Figura 20 – Circuito do conversor Buck-Boost não inversor para S_1 e $S_2 = 1$.

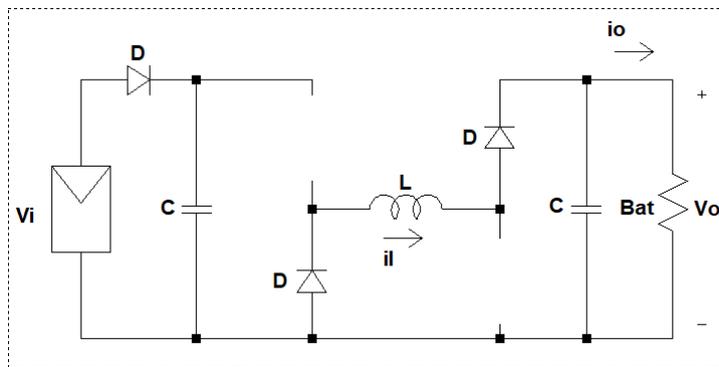


Figura 21 – Circuito do conversor Buck-Boost não inversor para S_1 e $S_2 = 0$.

S_1 desconectará o painel fotovoltaico do restante do circuito, e a corrente irá fluir pelo caminho designado pelos diodos. Durante t_{off} , o indutor L será submetido a uma tensão igual a $-V_o$ e se descarregará fornecendo corrente constante para a carga, enquanto o capacitor filtra as ondulações de corrente, acumulando energia no seu interior. As curvas de tensão e corrente, conforme descritas acima, podem ser observadas na figura 22.

Como mencionado na sessão 2.5, o conversor *Buck-Boost* tem seu tempo de condução expresso em termos de seu ciclo de trabalho D e período de chaveamento T_s :

$$t_{on} = D * T_s \quad (5.1)$$

Uma vez que o indutor se encontra em estado estacionário, a tensão média aplicada ao indutor ao longo de um período de comutação deve ser zero [6]. Desta forma:

$$V_i * D + (-V_o) * (1 - D) = 0 \quad (5.2)$$

Desenvolvendo a equação 5.2, chega-se à função de transferência em regime permanente do conversor *Buck-Boost* não inversor:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1 - D} \quad (5.3)$$

Quando D for maior que 0,5, o conversor estará operando como um *Boost*, e quanto D for menor que 0,5, o conversor estará operando como um *Buck*.

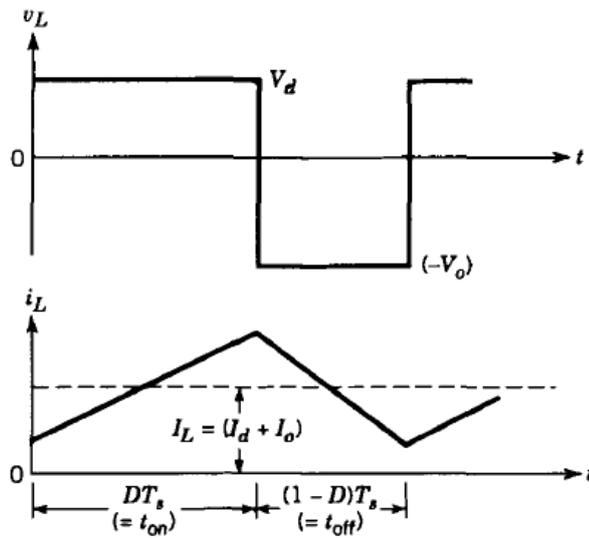


Figura 22 – Curvas de tensão e corrente no indutor para o circuito *Buck-Boost* [6].

5.1.1 Especificação dos Componentes

Especificação do Indutor

Em um projeto de fonte chaveada, é desejável que a escolha dos componentes colabore para a manutenção de um único modo de operação, seja ele em modo de MCC ou em MDC, uma vez que a transição entre modos pode resultar em modificação do comportamento do conversor e uma consecutiva perda do controle projetado.

Por prover maior eficiência ao conversor, o MCC foi escolhido para este projeto. Portanto, a determinação do indutor se resume à avaliação do valor mínimo de indutância, chamado de indutância crítica, que garanta este modo de operação e resulte no valor de *ripple* satisfatório, para qualquer condição de entrada e saída.

A conexão do painel com o conversor demanda que o *ripple* de corrente percebido pela saída do painel seja o mínimo possível (1%), o que será alcançado com o auxílio de um filtro capacitivo conectado em paralelo com o painel.

Desta forma, a ondulação permitida na corrente do indutor será de $\Delta i_L(\%) = 10\%$. Com esta especificação, automaticamente tem-se a garantia que o conversor estará sempre operando em MCC.

A expressão para corrente instantânea no indutor pode ser vista em 5.4:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_i}{L} \quad (5.4)$$

Substituindo os termos diferenciais da equação 5.4 por pequenas variações na corrente e no tempo:

$$L = \frac{V_i * t_{on}}{\Delta i_L(\%) * I_L} \quad (5.5)$$

Uma vez que o chaveamento ocorre diretamente entre fonte e indutor, enquanto a corrente no indutor é contínua, a corrente de entrada apresenta um padrão intermitente. A corrente de entrada I_i será igual a corrente no indutor durante o intervalo de tempo t_{on} , e durante intervalo t_{off} , período em que a fonte de entrada fica aberta, a corrente na entrada será igual à zero. A relação entre corrente média no indutor e a corrente média na entrada é descrita através da equação 5.6, com I_i sendo a corrente média na entrada do conversor:

$$I_L = \frac{I_i}{D} \quad (5.6)$$

Como é desejável que o indutor cumpra a sua especificação de *ripple* em qualquer ponto de operação, para avaliar o pior caso substituem-se os termos da equação 5.6 pelas suas expressões equivalentes em V_o e V_i :

$$t_{on} = D * T_s = \frac{V_o}{V_i + V_o} * \frac{1}{f_s} \quad (5.7)$$

Utilizando o Matlab para calculo de expressões literais, chegamos à equação 5.8

$$L = \frac{V_i V_o^2}{I_i (V_i + V_o)^2 * \Delta i_L (\%) * f_s} \quad (5.8)$$

A partir da expressão 5.8, percebe-se que o menor valor de indutor que garante *ripple* de 10% para qualquer condição de operação, deve ser calculado quando no painel I_i e V_i forem máximos ($I_{MPP}=8,12A$ e $V_{MPP} = 18,5V$), e tensão na bateria máxima em $V_o=15,5V$.

$$L_{min} = \frac{18,5 * 15,5^2}{8,12 * (18,5 + 15,5)^2 * 0,1 * 20k} = 236,75\mu H \quad (5.9)$$

O valor escolhido para o indutor foi de $L = 250\mu H$.

Especificação do Capacitor de Saída

No capacitor de saída C do conversor *Buck-Boost* circula a componente alternada da corrente do indutor, enquanto na saída circula a componente média. Através da lei de Kirchhoff das correntes no nó onde está conectado o capacitor de saída, é possível expressar a corrente no capacitor como:

$$i_c(t) = i_D(t) - I_o \quad (5.10)$$

A curva de corrente sobre o capacitor é observada na figura 23. Quando a corrente demandada pela carga é maior que a corrente instantânea no diodo, o capacitor fornece corrente à carga, quando a corrente demandada pela carga é menor que a corrente instantânea no diodo, o capacitor absorve a corrente excedente. A variação de corrente no capacitor resulta tanto na variação de carga no capacitor, quanto uma queda de tensão na sua resistência série parasita ESR (do inglês - “*Equivalent Series Resistance*”), gerando oscilações na tensão de saída que devem ser limitadas aos níveis tolerados pela carga.

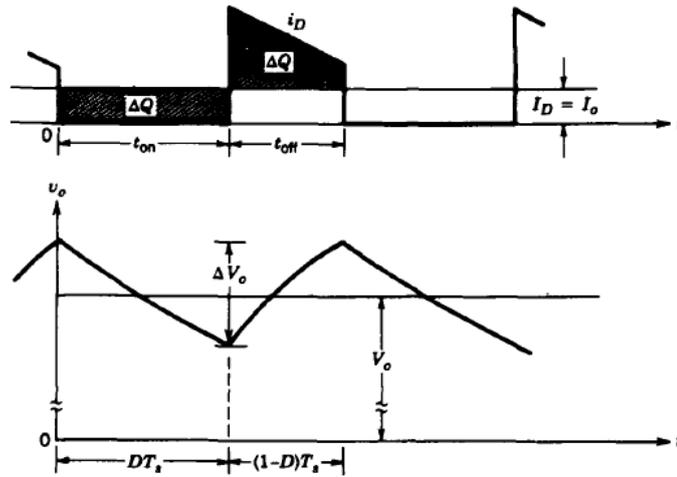


Figura 23 – Curvas de tensão e corrente no capacitor para o circuito Buck-Boost [6].

Como a corrente média no capacitor é mantida em zero, pode-se afirmar que a carga armazenada durante t_{off} é igual à carga liberada durante t_{off} . Assim:

$$C = \frac{I_o * t_{on}}{\Delta v_o(\%) * V_o} \quad (5.11)$$

A corrente máxima na saída ocorre na condição em que a bateria está completamente descarregada $V_o=10,5V$ e está sendo carregada com em MPPT com $P_{MPP}=150W$. Assumindo um *ripple* máximo na saída $\Delta v_o(\%)=5\%$:

$$I_o = \frac{P_{MPP}}{V_o} = \frac{150}{10,5} = 14,29A \quad (5.12)$$

$$D = \frac{V_o}{V_i + V_o} = \frac{10,5}{18,5 + 10,5} = 0,3621 \quad (5.13)$$

$$C = \frac{I_o * D}{\Delta v_o(\%) * V_o * f_s} = \frac{14,29 * 0,362}{0,05 * 10,5 * 20k} = 492,7\mu F \quad (5.14)$$

O capacitor utilizado será de $500\mu F$.

Ao mesmo tempo em que um capacitor grande pode reduzir o *ripple* de tensão na carga, a presença da resistência série no capacitor gera uma queda de tensão, aumentando a oscilação de tensão sobre a carga. Segundo [34] estes podem ser considerados os fatores predominantes para a variação de tensão na carga.

Considerando que a variação máxima permitida na tensão devido à presença da ESR é também de 5%, e que a variação de corrente no capacitor será igual à variação de corrente no diodo, de 0A à $I_{L\text{max}}$, é necessário encontrar o valor de ESR máximo permitido no capacitor. Para isso é utilizado à condição de menor valor de tensão na

bateria: $V_o=10,5V$.

$$I_{Lmax} = \frac{\Delta i_L}{2} + I_L = \left(\frac{0,1}{2} + 1\right) * \frac{I_{imax}}{D} = \frac{1,05 + 150}{18,5 * 0,4272} = 19,92A \quad (5.15)$$

$$ESR = \frac{\Delta v_o * RSE}{\Delta i_c} = \frac{0,05 * 10,5}{19,92} = 26,35m\Omega \quad (5.16)$$

Especificação do Filtro de Entrada

Como mencionado, a corrente fornecida pelo painel deve procurar ser constante, permitindo um *ripple* de 1%. Para isso um capacitor é inserido em paralelo com o painel fotovoltaico, de forma a absorver a corrente fornecida pelo painel durante o tempo em que as chaves do conversor não conduzem, e a fornecer a corrente instantânea necessária para que o indutor atinja seu pico de corrente quando as chaves conduzem. O dimensionamento do capacitor de entrada é feito analogamente ao de saída, para o ponto de operação médio:

$$C_{in} = \frac{(1 - D) * I_i}{\Delta v_o(\%) * V_o * f} = \frac{(1 - 0,4272) * 8,12}{20k * 18,5 * 0,01} = 1260\mu F \quad (5.17)$$

$$ESR = \frac{\Delta V_o * RSE}{\Delta i_c} = \frac{0,01 * 18,5}{19,92} = 10m\Omega \quad (5.18)$$

Tabela 8 – Componentes do conversor *Buck Boost*

| | |
|-----------------|-----------------|
| f_{chav} (Hz) | 20k |
| L (H) | 250 μ |
| C (F) | 500 μ |
| C_{in} (F) | 1260 μ |
| Transistor | mosfet ideal |
| Diodo | ideal |

5.1.2 Projeto dos Compensadores *Buck-Boost*

O controle proposto para o conversor *Buck-Boost* consiste no controle em cascata da corrente no indutor, através de uma malha de corrente mais interna, com uma malha de tensão externa que fará o controle de tensão no barramento da bateria. Os elementos que compõe a dinâmica controlada da planta podem ser observados na figura 24.

De modo geral, um erro na tensão do barramento da bateria é produzido pela comparação do sinal de referência desejado e o sinal de saída, que é realimentado por meio de um sensor com ganho $H_2(s)$. O erro é introduzido a um compensador da malha de tensão $C_v(s)$, que produzirá na sua saída um sinal de referência para a malha de corrente. Da mesma forma, um erro na corrente pode ser calculado pela comparação entre este sinal de referência e o valor instantâneo da corrente realimentado por um sensor colocado em

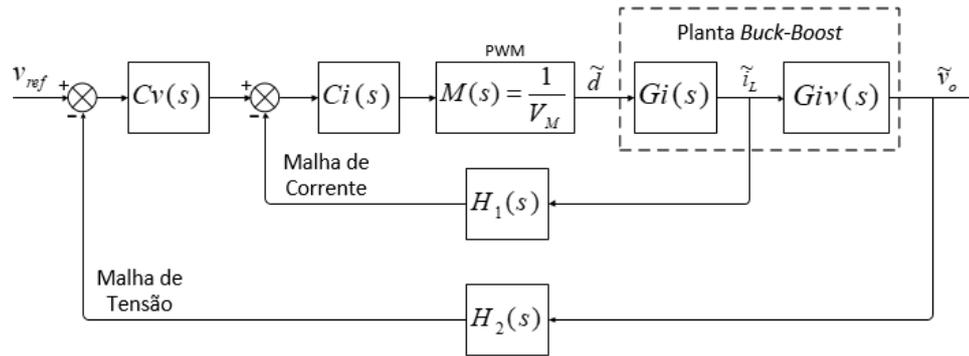


Figura 24 – Diagrama de blocos do controle em cascata para o *Buck-Boost*.

série com o indutor com ganho $H_1(s)$. O erro de corrente é introduzido no controlador de corrente $C_i(s)$ projetado, produzindo, por fim, o sinal de controle a ser introduzido na planta.

Como mencionado na sessão 2.5, onde fizemos uma breve introdução sobre conversores estáticos CC, a função de chaveamento d será resultado da comparação entre uma portadora triangular de amplitude V_M com o sinal de controle. Para que a dinâmica do PWM pudesse ser considerada, adicionou-se um ganho igual à:

$$M(s) = \frac{1}{V_M}$$

. Por motivos de simplificação na manipulação das equações, estabeleceu-se ganho unitário para as funções $M(s)$, $H_1(s)$ e $H_2(s)$.

A planta é representada na malha de corrente pela função que relaciona ciclo de trabalho com corrente no indutor $G_i(s)$, enquanto na malha de tensão é representada pela função que relaciona a tensão de saída com a corrente no indutor $G_{iv}(s)$.

5.1.2.1 Modelo Médio em Espaço de Estados

Os métodos de modelagem têm como objetivo fornecer uma expressão matemática que contenha informações sobre o comportamento em regime permanente e transitório de um sistema [9]. O objetivo dessa sessão é obter a função de transferência $G_i(s)$ e $G_{iv}(s)$ mencionados na sessão anterior. Conversores chaveados apresentam comportamentos não lineares, portanto, para tornar possível sua análise, é útil a sua linearização em torno de um ponto médio de operação, e analisar sua dinâmica em torno daquele ponto por meio de pequenas variações nas suas variáveis de entrada e saída. Este método é conhecido como Modelo Médio em Espaço de Estados [34].

A análise em espaço de estados consiste na análise de um dado sistema considerando seus diferentes estados de funcionamento em comportamento contínuo. Nos conversores chaveados são indetectáveis dois estados passíveis de descrições matemáticas,

caracterizados pelos circuitos equivalentes de chave aberta e chave fechada. As equações em espaço de estado são dadas na forma.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (5.19)$$

$$y = Cx + Eu \quad (5.20)$$

Em que x é o vetor variável de estado, tipicamente consistentes de elementos armazenadores de energia, A é a matriz de estado, B é a matriz de entrada, u é o vetor de entrada, y é o vetor de saída, C é a matriz de saída e E a matriz de transmissão [34]. Em conversores chaveados, o vetor variável de estado x é composto pela corrente no indutor i_L e a tensão na saída v_o , e o vetor de entrada u é o padrão de chaveamento μ .

As matrizes A , B , C e D , serão a combinação dos comportamentos específicos de cada estado. Considerando o estado 1 representativo do circuito com chaves fechadas e 2 do circuito com chaves abertas, tem-se:

$$A = A_1(\mu) + A_2(\mu - 1) \quad (5.21)$$

$$B = B_1(\mu) + B_2(\mu - 1) \quad (5.22)$$

$$C = C_1(\mu) + C_2(\mu - 1) \quad (5.23)$$

$$E = E_1(\mu) + E_2(\mu - 1) \quad (5.24)$$

Se considerarmos que cada uma das variáveis de entrada e saída possam ser descritas em termos de uma componente média (letra maiúscula) e um pequeno sinal (letra minúscula com um til), que oscila em torno do ponto onde queremos linearizar, cada uma das variáveis pode ser substituída por:

$$x = X + \tilde{x} \quad (5.25)$$

$$y = Y + \tilde{y} \quad (5.26)$$

$$u = U + \tilde{u} \quad (5.27)$$

A partir dessa nova descrição, é possível separar a equação de estados para suas variáveis em regime permanente no ponto quiescente:

$$O = AX + BU \quad (5.28)$$

$$Y = CX + EU \quad (5.29)$$

E para pequeno sinal:

$$\tilde{x} = A\tilde{x} + B\tilde{u} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\tilde{u} \quad (5.30)$$

$$\tilde{y} = C\tilde{x} + E\tilde{u} + [(C_1 + C_2)X + (E_1 + E_2)U]\tilde{u} \quad (5.31)$$

Para analisar os estados do circuito *Buck-Boost*, recorreremos novamente às figuras figura 20 figura 21.

Quando a chave está fechada:

$$L * \dot{i}_L = V_i \quad (5.32)$$

$$C * \dot{v}_o = -\frac{v_o}{R} \quad (5.33)$$

Quando a chave está aberta:

$$L * \dot{i}_L = -v_o \quad (5.34)$$

$$C * \dot{v}_o = i_L - \frac{v_o}{R} \quad (5.35)$$

É possível unificar as expressões em uma única equação de estados, através da multiplicação pelos termos $(1-\mu)$ e μ , e assim obter:

$$L * \dot{i}_L = \mu * V_i - (1 - \mu) * v_o \quad (5.36)$$

$$C * \dot{v}_o = (1 - \mu) * i_L - \frac{v_o}{R} \quad (5.37)$$

Fazendo as substituições propostas nas expressões 5.25, 5.26 e 5.27, vamos separar as equações para o comportamento médio e para o comportamento de pequeno sinal:

$$L * \dot{i}_L = (D + \tilde{d}) * V_i - (1 - D - \tilde{d}) * (V_o + \tilde{v}_o) \quad (5.38)$$

$$C * \dot{v}_o = (1 - D - \tilde{d}) * (I_L + \tilde{i}_L) - \frac{V_o + \tilde{v}_o}{R} \quad (5.39)$$

As equações para o estado estacionário são:

$$0 = DV_i - V_o + DV_o \quad (5.40)$$

$$0 = I_L + DI_L - \frac{V_o}{R} \quad (5.41)$$

De onde se obtêm as funções de transferência derivadas anteriormente:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} \quad (5.42)$$

$$I_L = \frac{V_o}{R(1-D)} \quad (5.43)$$

E as equações em pequenos sinais podem ser escritas em sua forma matricial 5.19.

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{B}\tilde{u} \quad (5.44)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D-1}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_i+V_o}{L} \\ -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix} * \tilde{d} \quad (5.45)$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação 5.45:

$$s\tilde{x} = A\tilde{x} + B\tilde{u} \quad (5.46)$$

A função de transferência que relaciona o ciclo de trabalho \tilde{d} com suas variáveis de estado \tilde{i}_L e \tilde{v}_o pode ser encontrada manipulando a expressão 5.45 para a forma:

$$\frac{\tilde{x}(s)}{\tilde{u}(s)} = (sI - \tilde{A})^{-1} * \tilde{B} \quad (5.47)$$

Como resultado, temos as funções de transferência da planta:

$$G_i = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{(CRV_i + CLR V_o)s + V_i + LV_o + I_L R - DI_L R}{CLR s^2 + Ls + RD^2 - 2RD + R} \quad (5.48)$$

$$G_v = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{(-I_L LR)s + RV_i - DRV_i + LRV_o - DLRV_o}{CLR s^2 + Ls + RD^2 - 2RD + R} \quad (5.49)$$

A relação entre tensão e corrente é obtida pelo quociente de G_v por G_i :

$$G_{iv} = \frac{G_v(s)}{G_i(s)} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{(I_L LR)s - RV_i + DRV_i - LRV_o + DLRV_o}{(-CRV_i - CLR V_o)s - V_i - LV_o - I_L R + DI_L R} \quad (5.50)$$

Por fim, é necessário definir as variáveis de regime permanente para o ponto quiescente de operação, a partir das equações 5.42 e 5.43. Para o estágio *Buck-Boost*, considerou-se a o ponto médio de operação a condição em que painel fotovoltaico opera máxima potência, e com máxima absorção de corrente pela bateria, em 13,8V.

Vale notar que, devido às estratégias de controle para proteção da bateria, o ponto de máxima absorção de corrente na saída do conversor só ocorrerá na região 1 de carga da bateria *Bulk Charge*, que será realizada com controle do ponto de máxima potência, e não com controle de tensão. No entanto, verificou-se nas simulações que a utilização deste ponto para a linearização do conversor se mostrou eficaz.

Tabela 9 – Ponto Quiescente do Conversor *Buck-Boost*

| |
|-------------------------|
| $P_i = 150 \text{ W}$ |
| $V_i = 18,5 \text{ V}$ |
| $V_o = 13,8 \text{ V}$ |
| $I_o = 10,90 \text{ A}$ |
| $D = 0,4272$ |
| $R = 1,27 \Omega$ |
| $I_L = 18,97 \text{ A}$ |

5.1.2.2 Projeto da Malha de Controle de Corrente

Uma vez especificada a função de transferência da planta para a malha de corrente, é possível analisar o comportamento do sistema na ausência de um controlador. A análise da dinâmica em malha aberta fornece boas informações a respeito da resposta de fase e sua estabilidade relativa, assim como uma estimativa da banda passante, e dos ganhos em baixa frequência. A equação de malha aberta sem compensador para malha de corrente é determinada a partir da expressão 5.51:

$$M_{ia}(s) = M(s)G_i(s)H_1(s) = \frac{0,01807s + 48}{2,485e^{-6} + 0,0033s + 16,6} \quad (5.51)$$

Devido aos ganhos unitários das funções $M(s)$ e $H_1(s)$, $M_{ia}(s)$ equivale à função de transferência do próprio conversor. O diagrama de Bode para o sistema em malha aberta pode ser observado pela figura 25. Apesar de possuir uma boa margem de ganho em baixas frequências, a frequência de corte do sistema está em 11800 Hz, aproximadamente metade da frequência de chaveamento do conversor.

Para que o PWM possa, de fato, ser enxergado apenas como um ganho, e as complexas dinâmicas transitórias impostas pelo chaveamento possam ser excluídas da modelagem, é desejável que a frequência de chaveamento seja expressivamente maior que a frequência de corte da malha de controle. Desta forma, a malha de corrente enxergará o funcionamento da planta apenas no seu comportamento médio, facilitando o projeto de controle. Portanto, é comum em projetos de conversores estabelecer uma frequência de corte de 5 a 10 vezes menor que a frequência de chaveamento do conversor. Para o projeto do controlador da malha de corrente, escolheu-se frequência de corte 10 vezes menor, em $f_{c1}=2000 \text{ Hz}$.

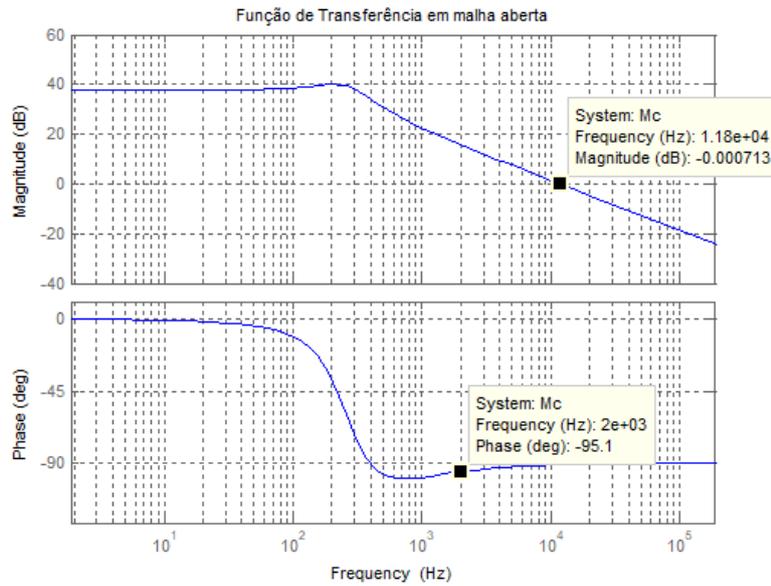


Figura 25 – Diagrama de Bode da função de malha aberta de corrente sem controlador.

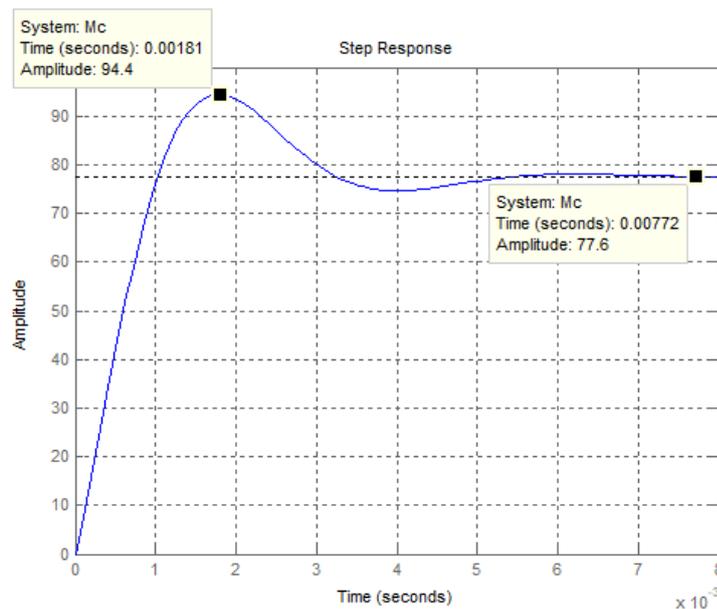


Figura 26 – Resposta ao degrau unitário da malha aberta de corrente sem controlador.

Além do deslocamento da frequência de corte, o projeto de controlador deve avaliar a necessidade ou não de se promover um avanço ou atraso de fase, buscando garantir a estabilidade relativa do sistema. Uma análise do diagrama de fase na figura 25 nos permite concluir que o sistema é estável, uma vez que para a região de ganho acima de 0 dB o gráfico não intercepta o ponto de -180° . Isso nos garante que, fechando o caminho de realimentação da malha e provocando um consecutivo atraso de 180° na fase do sinal de saída, o sinal não retorna em fase com a referência gerando sinais de erro maiores que o

necessário para a entrada do controlador. De fato, quando se aplica um degrau unitário à $M_{ia}(s)$, mostrado na figura 26, é possível ver que o sistema é relativamente estável, porém, devido aos altos ganhos na faixa de passagem, possui uma sobrelevação (em inglês - “overshoot”) de 21,64% e erro de regime permanente de 776%.

Feita a análise das necessidades de controle do sistema em malha aberta, decidiu-se projetar um compensador proporcional-integral (PI), cuja função de transferência é descrita na equação 5.52.

$$C_i(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} = \frac{k_p(s + wz)}{s} \quad (5.52)$$

Na equação, k_p é o ganho proporcional, que pode ser definido avaliando o ganho que o controlador deve dar ao sistema para que na frequência de corte desejada a curva intercepte a reta de 0 dB.

$$k_p = \frac{1}{6,0819} = 0,1644 \quad (5.53)$$

O ganho integral deste compensador é representado pelo coeficiente k_i que se associa à frequência do zero conforme equação 5.54:

$$k_i = wz * k_p \quad (5.54)$$

Para definir a localização do zero, é necessário ter em mente a curva de um PI na forma dada em 5.52. Nas regiões de baixas frequências este controlador possui ganhos positivos e decrescentes à -20 dB/dec. Em torno da frequência do zero, o ganho fica constante e negativo. Como k_p tem a função de corrigir o ganho em fc_1 , é desejável que o posicionamento do zero tenha mínima interferência na região da frequência de corte, sendo colocado uma década abaixo, em 200 Hz:

$$k_i = 200 * 2\pi * 0,1664 = 209,10 \quad (5.55)$$

Após ajustes finos, realizados observado a resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada, o controlador projetado possui função de transferência 5.56 diagrama de Bode da figura 27:

$$C_i(s) = \frac{0,1644s + 223,6}{s} \quad (5.56)$$

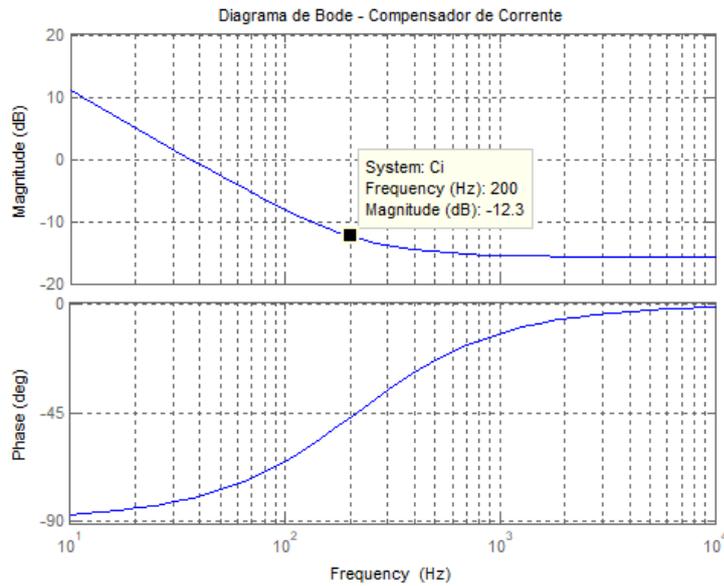


Figura 27 – Diagrama de bode do controlador de corrente.

Para avaliar a qualidade do controle projetado, podemos comparar os diagramas do sistema em malha aberta compensado e não compensado, mostrados na figura 28. A função de transferência em malha aberta com compensador é expressa em 5.57:

$$M_{iacomp.}(s) = C_i(s)M(s)G_i(s)H_1(s) = \frac{0,0019431s^2 + 7,938s + 7233}{1,587 * 10^{-7}S^3 + 0,00025S^2 + 0,4165s} \quad (5.57)$$

E a função de transferência em malha fechada em 5.58:

$$M_{if}(s) = \frac{C_i(s)M(s)G_i(s)H_1(s)}{1 + C_i(s)M(s)G_i(s)H_1(s)} \quad (5.58a)$$

$$M_{if}(s) = \frac{3,065 * 10^{-10}s^5 + 1,743 * 10^{-6}s^4 + 0,003935s^3 + 5,112s^2 + 3008s}{2,519 * 10^{-14}s^6 + 3,858 * 10^{-10}s^5 + 1,937 * 10^{-6}s^4 + 0,004143s^3 + 5,285s^2 + 3008s} \quad (5.58b)$$

Pela figura 28 vemos que a frequência de corte do sistema compensado em malha aberta está próximo do projetado, em 2010 Hz. Uma avaliação complementar é feita pela resposta ao degrau unitário em malha fechada, na figura 29. Observa-se que o *overshoot* foi reduzido a 9,21% e o erro de regime permanente para 0,2%. Além disso, o tempo de resposta permanece na ordem de grandeza desejável ao desempenho do sistema, em 3ms.

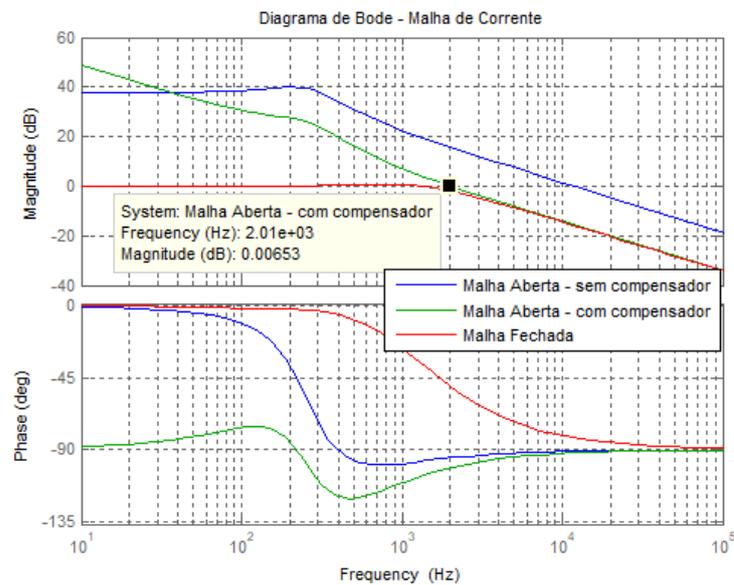


Figura 28 – Diagrama de Bode das funções de malha aberta compensada, não compensada, e de malha fechada.

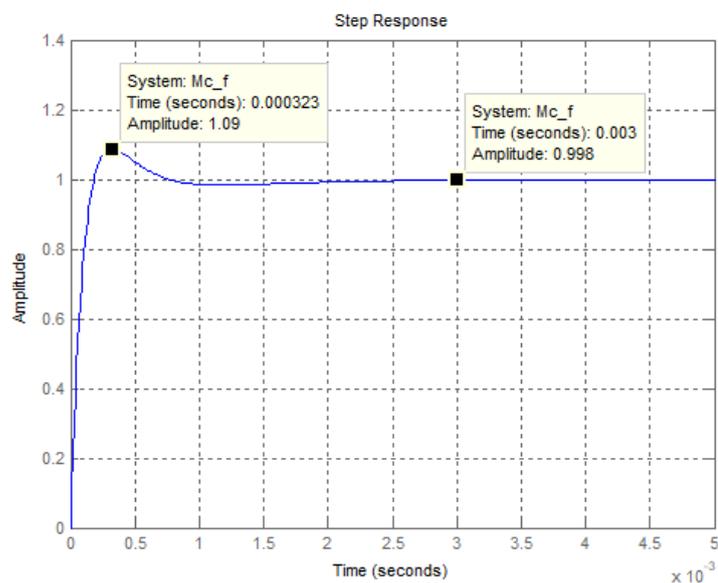


Figura 29 – Resposta ao degrau da malha fechada de corrente.

5.1.2.3 Projeto da Malha de Controle de Tensão

Para projetar o controlador da malha de tensão, faremos a dinâmica da malha de corrente ser muito mais rápida de forma a não influenciar na dinâmica da malha de tensão. Na malha de controle, a malha realimentada de corrente é substituída por um bloco único contendo sua função equivalente, conforme mostrado na figura 30.

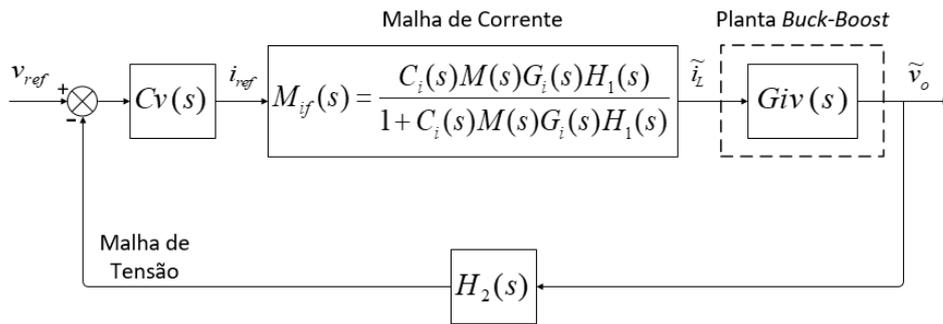


Figura 30 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.

Diferente da sessão anterior, o projeto do compensador de tensão será baseado no método do fator k , bastante utilizado na literatura em projeto de compensadores para fontes chaveadas. A teoria e o passo a passo adotado estão descritos detalhadamente no Apêndice A.

Passo 1: O diagrama de Bode do conversor $G_{IV}(s)$ 5.50 é traçado na figura 31.

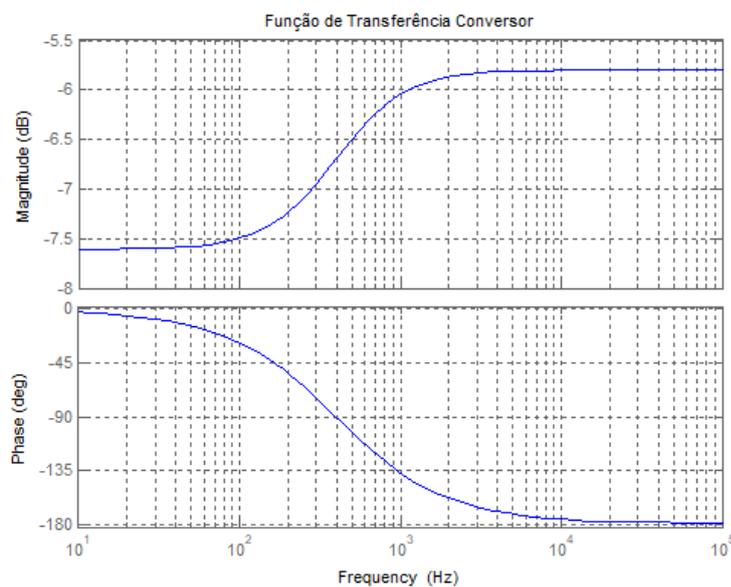


Figura 31 – Diagrama de Bode do conversor *Book-Boost*.

Passo 2: Para que a dinâmica da malha de controle de corrente não tenha influência na velocidade da malha de tensão, escolheu-se frequência de corte 10 vezes menor que a frequência de corte da malha de corrente, ou 100 vezes menor que a frequência de chaveamento do conversor $f_{c2} = 200$ Hz.

Passo 3: A margem de fase deve estar em torno de 30° e 90° . Analisando a resposta ao degrau unitário em malha fechada, verificou-se que a margem de fase em 45° apresentou

bom compromisso entre velocidade de resposta e *overshoot*.

Passo 4: A função de transferência de malha aberta, sem o controlador, é definida como:

$$M_{va} = M_{if}(s) * G_{iv}(s) * H_2(s) \quad (5.59)$$

Substituindo as equações 5.50 e 5.58 em 5.59(78), tem-se a seguinte função de transferência:

$$M_{va} = \frac{-6241s^2 + 5,453 * 10^6 s + 1,896 * 10^{10}}{s^3 + 1,374 * 10^4 s^2 + 5,264 * 10^7 s + 4,551 * 10^{10}} \quad (5.60)$$

No diagrama de Bode na figura 32, notamos que na frequência de corte desejada, $f_{c_s}=200$ Hz, o ganho do sistema é de -7,27 dB, ou 0,432. Para que em f_2 o ganho do sistema seja igual à 0 dB, o ganho do controlador deverá ser de 7,27 dB ou $A_v=2,3110$. Após alguns ajustes finos, o ganho do controlador ficou definido em $A_v=1,6667$, focando em suavizar o *overshoot*.

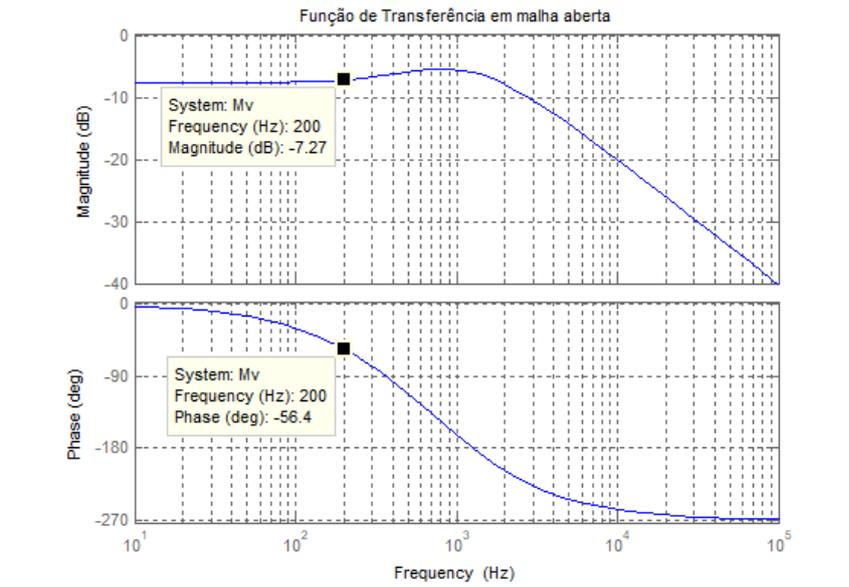


Figura 32 – Diagrama de Bode da função em malha aberta de tensão.

Passo 5: Através da figura 32 nota-se que a fase na frequência de corte desejada é de $\theta = -56.3^\circ$. O avanço de fase α necessário é calculado por:

$$\alpha = 45^\circ - (-56,3^\circ) - 90^\circ = 11,3^\circ \quad (5.61)$$

Passo 6: Uma vez que o avanço de fase requerido pelo controlador está entre 0° e 90° , escolheu-se um controlador do tipo 2, cuja função de transferência é:

$$C_v(s) = \frac{1 + sC_1R_2}{sR_1(C_1 + C_2 + sR_2C_1C_2)} \quad (5.62)$$

Passo 7: O fator k para o controlador tipo 2 é calculado a partir da expressão:

$$k = tg\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{4}\right) = 1,4974 \quad (5.63)$$

Partindo de um valor arbitrário para $R_1=1 \text{ k}\Omega$, é possível determinar os valores para os outros componentes deste compensador:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi * 200 * 1,6667 * 1,4974 * 1000} = 318,87\eta F \quad (5.64)$$

$$C_1 = 318,87 * 10^{-9}(1,4974^2 - 1) = 396,08\eta F \quad (5.65)$$

$$R_2 = \frac{1,4974}{2 * \pi * 200 * 396,08 * 10^{-9}} = 3k\Omega \quad (5.66)$$

Substituindo os valores dos componentes na função de transferência definida em 5.62 tem-se o controlador da expressão 5.67, cujo diagrama de Bode pode ser visto na figura 33.

$$C_v(s) = \frac{0,001192s + 1}{3,8 * 10^{-7}s^2 + 0,0007149s} \quad (5.67)$$

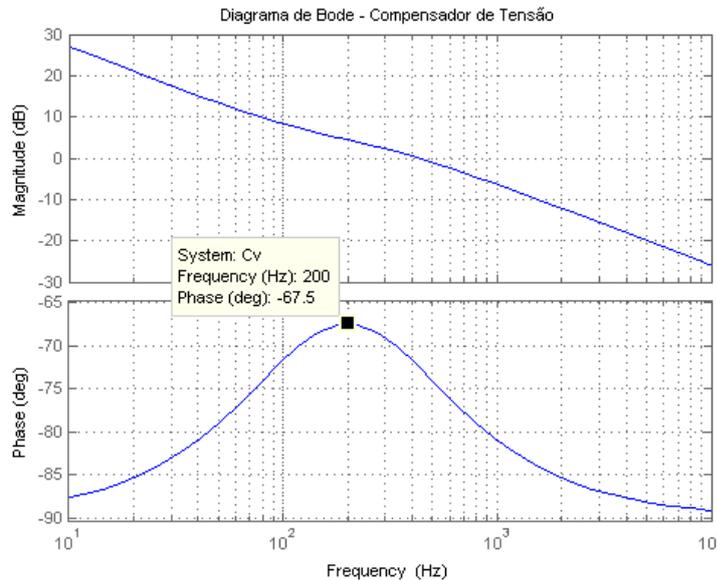


Figura 33 – Diagrama de Bode do compensador de tensão.

No diagrama da figura 34 é possível avaliar as funções de transferência em malha aberta não compensada e compensada, assim como a resposta em malha fechada do sistema.

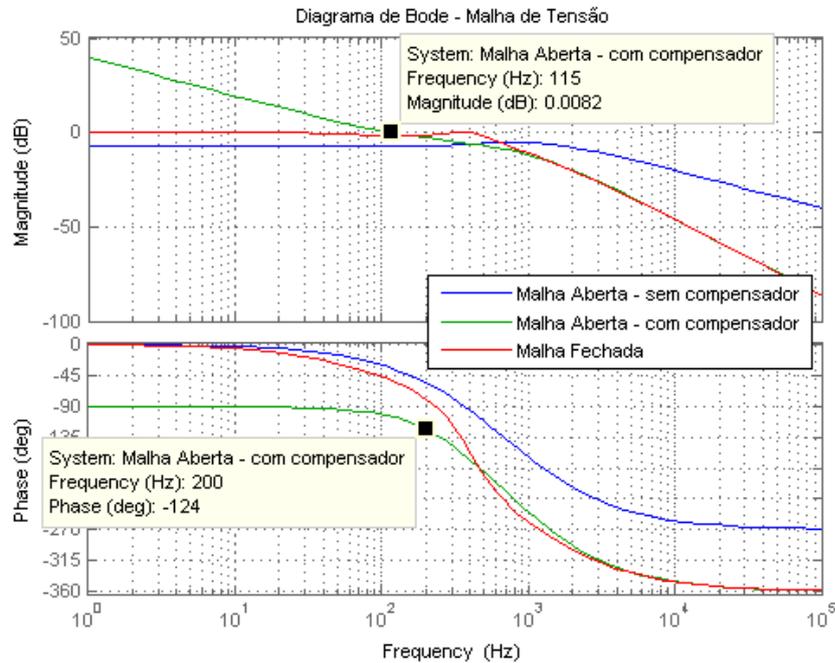


Figura 34 – Diagrama de Bode das funções de malha aberta compensada, não compensada, e de malha fechada.

O compensador projetado confere ao sistema um deslocamento da frequência de corte para $f_{c2}=115$ Hz, que difere do valor inicialmente especificado devido ao ajuste fino realizado no ganho do compensador. Apesar disso, é ainda sim pequeno (20 vezes menor que a frequência de corte da malha de corrente) para que possa ter a dinâmica dissociada da malha de corrente, conforme desejado. Além disso, é possível ver que o compensador confere ao sistema alto ganho em baixas frequências e avanço de fase em torno da frequência de 200 Hz, proporcionando uma margem de fase de 56° , o que está dentro do intervalo sugerido em [25].

Por fim, para testar o controle projetado, aplicou-se um degrau unitário à função em malha fechada, na figura 35, que possui resposta amortecida, sem *overshoot*, erro em regime permanente de 0,2% e tempo de resposta em 11ms.

5.1.3 Controlador de Carga

Nesta sessão será elaborada uma estratégia de controle de carga da bateria por meio do conversor *Buck-Boost* projetado. Inspirado na técnica de carregamento por 3 estágios, conforme indicado na figura 10 da sessão 2.3.2, o esquema de controle proposto funcionará de forma a implementar, conforme necessidade da bateria, ou o controle de tensão ou o controle de potência MPPT. A lógica de controle foi implementada em código C em um bloco próprio do PSIM, e está mostrada na figura 36.

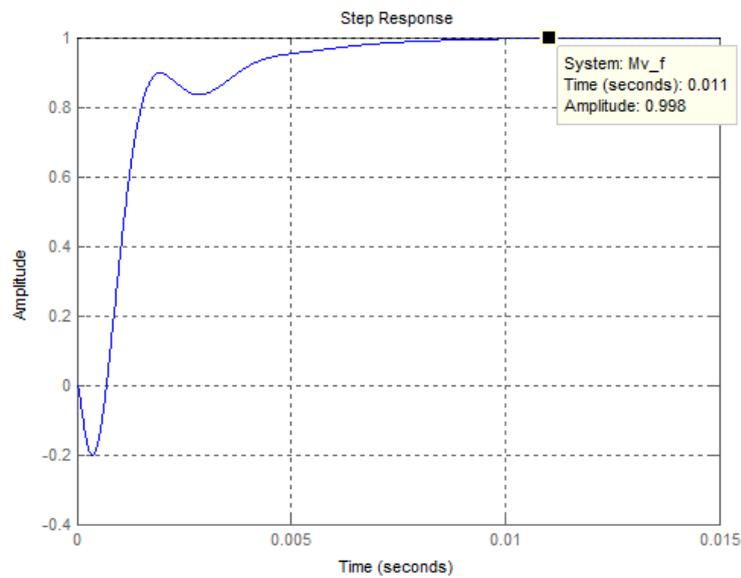


Figura 35 – Resposta ao degrau unitário em malha fechada.

No diagrama lógico, o controle de tensão é realizado conforme malhas projetadas nas sessões anteriores e a desconexão de carga é realizada por meio de uma chave entre carga e bateria.

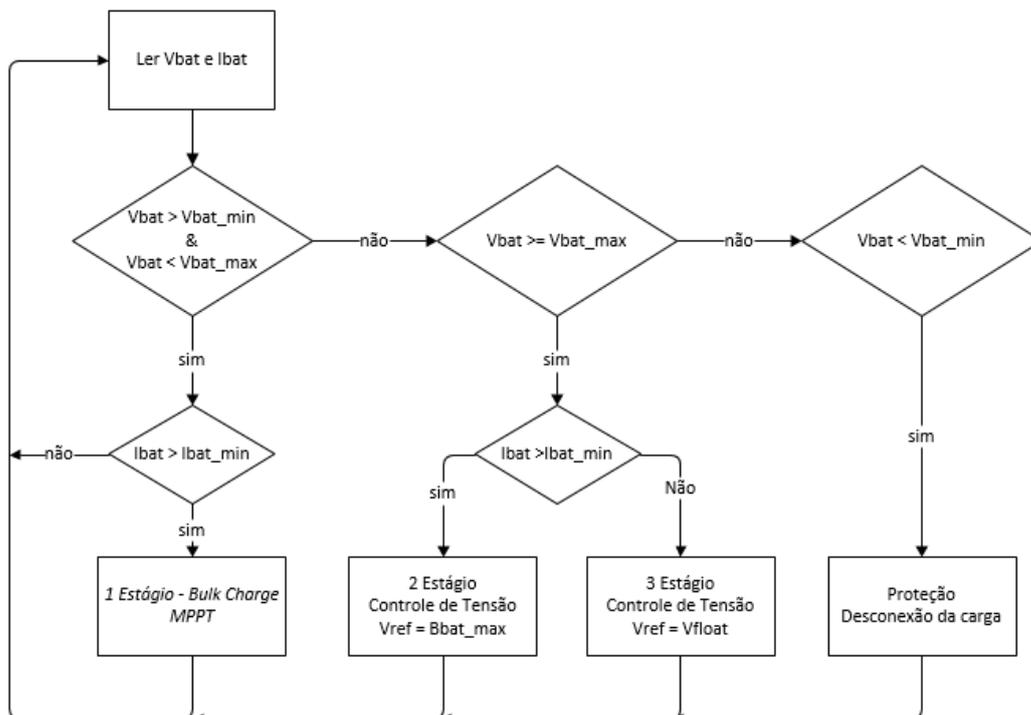


Figura 36 – Diagrama de blocos da lógica de carregamento em 3 estágios.

5.1.4 Algoritmo de Controle por Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

O rastreamento do ponto de máxima potência do painel será realizado por meio de um algoritmo perturba e observa (P&O). O algoritmo P&O gera um distúrbio no ponto de operação do conversor, aplicando uma variação na tensão, corrente ou ciclo de trabalho, e observa se aquela variação resulta em uma alteração positiva ou negativa de potência. Caso a variação de potência seja positiva então o algoritmo seguirá aplicando variações no mesmo sentido. Caso a variação de potência seja negativa, então o algoritmo aplicará uma nova perturbação no sentido oposto ao anterior [9].

O algoritmo P&O elaborado para este trabalho foi baseado na aplicação de perturbações na corrente de referência da malha de corrente, e pode ser compreendido pelo diagrama 37:

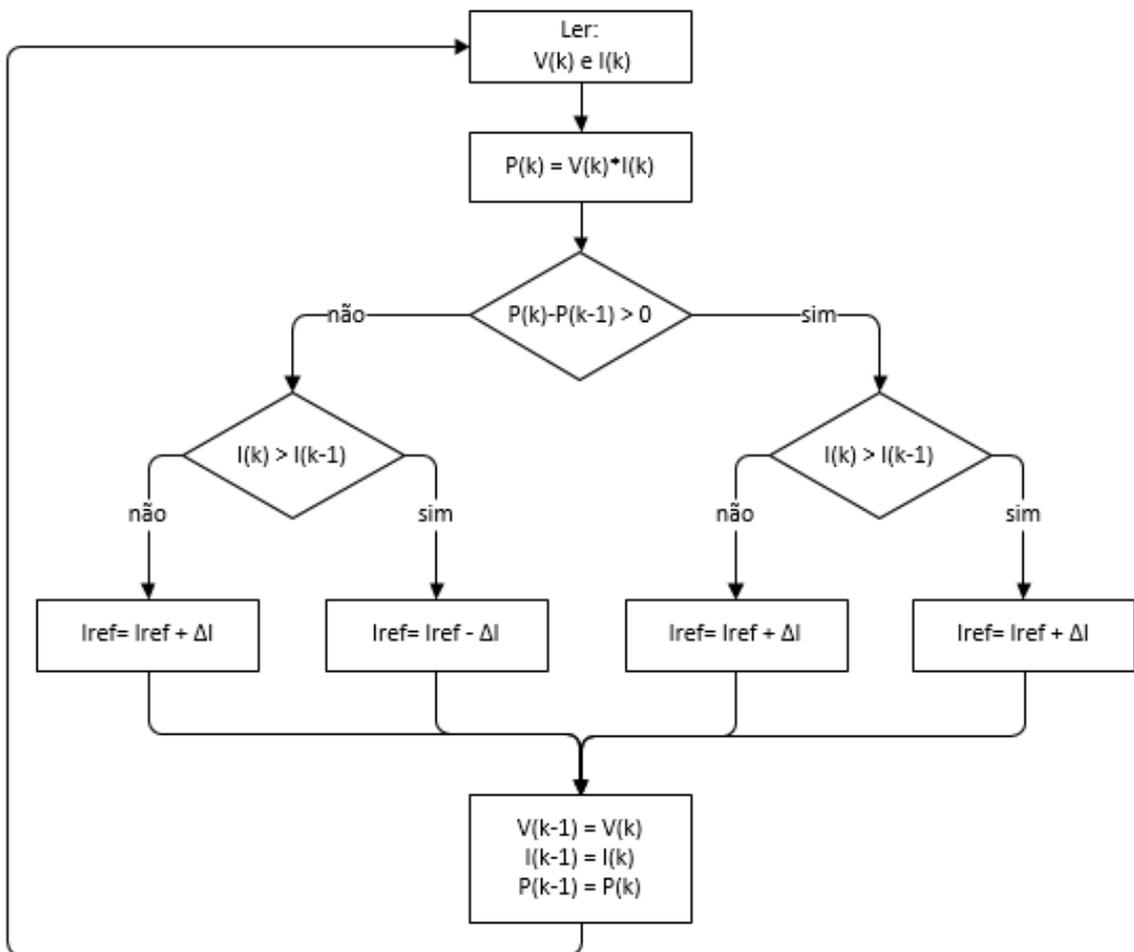


Figura 37 – Diagrama lógico do MPPT por P&O.

No diagrama 38, por fim, tem-se a integração dos dois controles. O código do controlador de carga está disponibilizado no apêndice B.

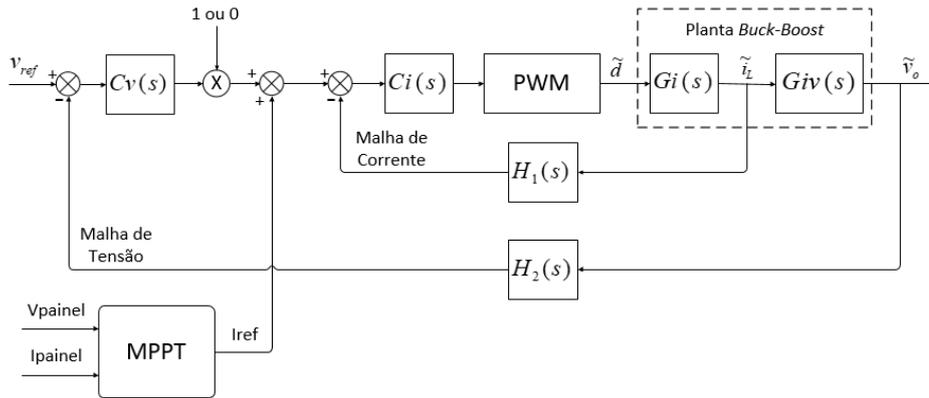


Figura 38 – Integração das estratégias de controle.

5.2 Segundo Estágio - Boost

O segundo estágio projetado é o conversor *Boost*, que será inserido entre carga e bateria com o propósito de gerar uma elevação de tensão no barramento onde a carga será conectada. Seu objetivo é manter um controle sobre a tensão de saída frente às variações do estado de carga na bateria e às variações de carga na saída do conversor. O circuito equivalente do conversor *Boost* para as condições de chave fechada $S=1$ e chave aberta $S=0$, pode se visto nas figuras 39 e 40, respectivamente.

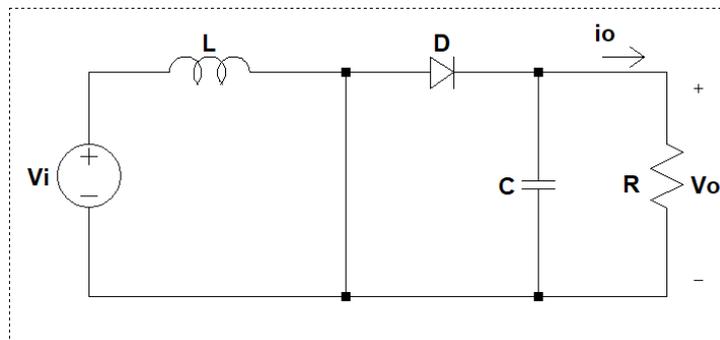
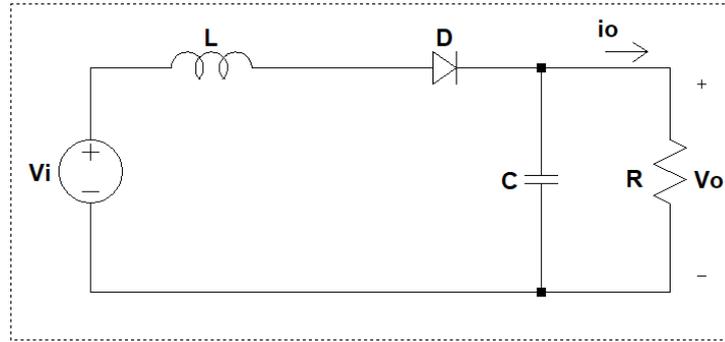


Figura 39 – Circuito do conversor *Boost* para $S=1$.

Quando $S=1$, a fonte de tensão na entrada é curto circuitada, submetendo o indutor a uma tensão igual a V_i . Neste momento, o indutor L se carregará com a corrente de entrada do circuito, armazenando carga no seu enrolamento, enquanto o capacitor se descarregará sobre a carga mantendo a corrente na saída constante.

Já quando $S=0$, a fonte de tensão e o indutor são ligados em série com a carga, submetendo o indutor a uma diferença de potencial $V_o - V_i$. Como não é possível inverter instantaneamente a polaridade da corrente através do indutor e $V_o > V_i$, o indutor atuará como uma fonte de corrente, descarregando a carga armazenada no seu enrolamento. O capacitor, agora em paralelo com a carga, absorverá as oscilações de corrente do indutor,

Figura 40 – Circuito do conversor *Boost* para $S=0$.

fornecendo uma corrente média constante para a carga e armazenando energia no seu interior. As curvas de tensão e corrente no indutor para o circuito *Boost* são as mesmas que no conversor *Buck-Boost* e podem ser observadas na figura 22.

$$V_i * D + (V_i - V_o) * (1 - D) = 0 \quad (5.68)$$

Desenvolvendo a equação 5.68, chega-se à equação de transferência em regime permanente do conversor *Boost*.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (5.69)$$

5.2.1 Especificação dos Componentes

Determinação do indutor:

A especificação do indutor do conversor *Boost* levará em consideração a premissa de funcionamento em MCC com as mesmas justificativas utilizadas para o projeto do estágio anterior. No conversor *Boost*, a corrente no indutor é igual a corrente na entrada, portanto um *ripple* de corrente alto poderá ter efeito direto no comportamento de descarga bateria. que atua como filtro capacitivo na entrada compensando as oscilações, e do estágio conversor anterior, que será responsável pelo controle de tensão na bateria. Tendo isto em vista, o *ripple* de corrente será especificado, também, como 10% da corrente média no indutor, automaticamente garantindo o MCC.

Quando a chave está conduzindo, o circuito *Boost* é exatamente igual ao *Buck-Boost* quando ambas as chaves conduzem. Portanto o cálculo do indutor pode ser realizado utilizando-se a equação 5.5. A diferença é que, desta vez, a corrente no indutor é igual à corrente de entrada do conversor.

Assumindo um circuito sem perdas, a corrente média no indutor pode ser reescrita em termos da tensão na entrada, e da tensão e corrente média na saída, conforme a equação 5.70.

$$I_L = \frac{V_o * I_o}{V_i} \quad (5.70)$$

E o tempo de condução:

$$t_{on} = D * T_s = \frac{V_o - V_i}{V_o} * T_s \quad (5.71)$$

Substituindo em 5.5 as equações 5.70 e 5.71, a equação do indutor é reescrita em função das variáveis de entrada e saída, apenas:

$$L = \frac{V_i^2(V_o - V_i)}{I_o * V_o^2 * \Delta i_L(\%) * f_s} \quad (5.72)$$

Como se deseja que a tensão de saída do conversor se mantenha constante em 24V, L será tão maior quanto menor for a corrente de saída e maior for a tensão na entrada. Substituindo-se a tensão de entrada pelo valor de tensão de equalização da bateria $V_i=15,5V$ e a corrente de saída mínima por $I_o=462 \text{ mA}$, o valor mínimo do indutor será igual à:

$$L = \frac{15,5^2(24 - 15,5)}{462 * 10^{-3} * 24^2 * 0,1 * 20k} = 3,8mH \quad (5.73)$$

O valor comercial mais próximo do desejado é de $L = 3.3mH$. Este valor de indutor mantém o *ripple* em $\Delta i_L=11.63\%$

Determinação do Capacitor de Saída

O capacitor de saída do conversor *Boost* tem por objetivo filtrar o *ripple* de corrente no indutor, garantindo corrente constante para a carga, da mesma forma que no conversor *Buck-Boost*. Por coincidência, a forma de onda da corrente e da tensão no capacitor do *Boost* é semelhante àquela apresentada para o conversor *Buck-Boost*, na figura 23. Portanto, o capacitor pode ser calculado utilizando a expressão 5.11, utilizada para o *Buck-Boost*.

O capacitor mínimo necessário é calculado considerando a situação em que se tem maior corrente na saída, e a tensão de saída desejada em 24V. O maior intervalo de tempo de condução é obtido quando se tem a menor tensão na bateria.

$$D = \frac{V_o - V_i}{V_o} = \frac{24 - 10,5}{24} = 0,5625 \quad (5.74)$$

$$C_{out} = \frac{0,478 * 0,5625}{0,05 * 24 * 20k} = 11,2\mu F \quad (5.75)$$

O capacitor de saída utilizado é de $15\mu F$.

Considerando que a pior queda de tensão no resistor parasita ocorre quando o *ripple* de corrente é máximo:

$$\Delta i_{cmax} = I_{Lmax} = \frac{\Delta i_L}{2} + I_L = \left(\frac{0,1}{2} + 1\right) * \frac{I_{omax} * V_o}{V_{imin}} = \frac{1,05 * 0,478 * 24}{10,5} = 1,1472A \quad (5.76)$$

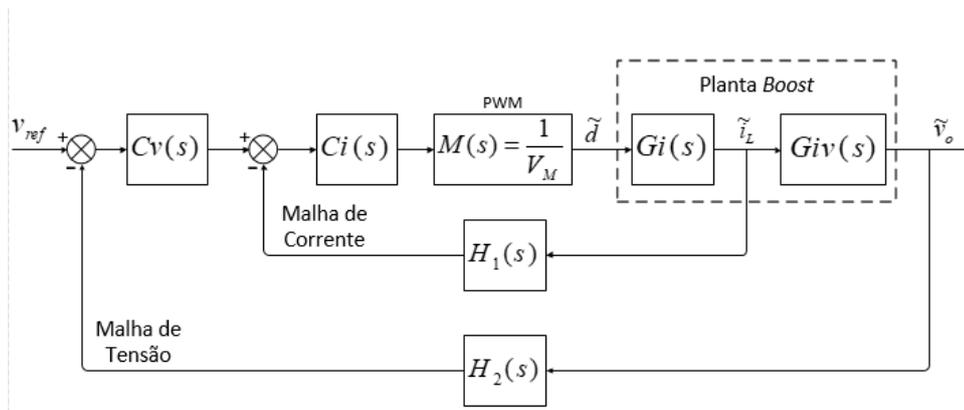
Tabela 10 – Componentes do conversor *Boost*

| | |
|-----------------|--------------|
| f_{chav} (Hz) | 20k |
| L (H) | 3,3m |
| C (F) | 11,2 μ |
| Transistor | mosfet ideal |
| Diodo | ideal |

$$ESR = \frac{\Delta V_o(\%) * V_o}{\Delta i_c} = \frac{0,05 * 24}{1,1472} = 1,04\Omega \quad (5.77)$$

5.2.2 Projeto dos Compensadores *Boost*

O projeto dos compensadores para o conversor *Boost* seguirá a mesma filosofia adotada para o *Buck-Boost*. O diagrama de blocos das malhas de tensão e corrente em cascata está apresentado na figura 41. A planta é representada na malha interna de corrente pela função que relaciona ciclo de trabalho com corrente no indutor $G_i(s)$, enquanto na malha de tensão é representada pela função que relaciona a tensão de saída com a corrente no indutor $G_{iv}(s)$. Por motivos de simplificação na manipulação das equações, estabeleceu-se ganho unitário para as funções $M(s)$, $H_1(s)$ e $H_2(s)$.

Figura 41 – Diagrama de blocos do controle em cascata para o conversor *Boost*.

5.2.2.1 Modelo Médio em Espaço de Estados

O desenvolvimento do modelo médio em espaço de estados para o conversor *Boost* é análogo àquele feito para o *Buck-Boost* e produz equações semelhantes. Para análise dos estados do circuito em chave fechada e chave aberta recorreremos novamente às figuras 25 e 26 respectivamente.

Quando a chave está fechada:

$$L * \dot{i}_L = V_i \quad (5.78a)$$

$$C * \dot{v}_o = -\frac{v_o}{R} \quad (5.78b)$$

Quando a chave está aberta:

$$L * \dot{i}_L = V_i - v_o \quad (5.79a)$$

$$C * \dot{v}_o = i_L - \frac{v_o}{R} \quad (5.79b)$$

Considerando o vetor variável de estado x como sendo a corrente no indutor i_L e a tensão na saída v_o , e a variável de entrada como sendo o padrão de chaveamento μ , é possível unificar as expressões em uma única equação para ambos os estados.

$$L * \dot{i}_L = V_i - (1 - \mu) * v_o \quad (5.80a)$$

$$C * \dot{v}_o = (1 - \mu) * i_L - \frac{v_o}{R} \quad (5.80b)$$

Substituindo as variáveis μ , i_L e v_o por suas correspondentes em valor médio e de pequeno sinal das equações 5.25, 5.26, 5.27, e separando o comportamento médio do comportamento de pequeno sinal, obtemos as equações 5.81 para seu estado estacionário.

$$0 = V_i - V_o + DV_o \quad (5.81a)$$

$$0 = I_L - DI_L - \frac{v_o}{R} \quad (5.81b)$$

O que resulta nas suas funções de transferência de regime permanente:

$$V_o = \frac{V_i}{1 - D} \quad (5.82a)$$

$$I_L = \frac{V_o}{R(1 - D)} \quad (5.82b)$$

E a matriz de espaço de estados para as variáveis em pequeno sinal:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D-1}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_o}{L} \\ -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix} * \tilde{d} \quad (5.83)$$

A função de transferência que relaciona o ciclo de trabalho \tilde{d} , com suas variáveis de estado \tilde{i}_L e \tilde{v}_o é encontrada manipulando as matrizes para a forma:

$$\frac{\tilde{x}(s)}{\tilde{u}(s)} = (sI - \tilde{A})^{-1} * \tilde{B} \quad (5.84)$$

Como resultado, temos as funções de transferência da planta:

$$G_i = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{(CRV_i + CLRV_o)s + V_i + LV_o + I_L R - DI_L R}{CLR s^2 + Ls + RD^2 - 2RD + R} \quad (5.85)$$

$$G_v = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{(-I_L LR)s + RV_i - DRV_i + LRV_o - DLRV_o}{CLR s^2 + Ls + RD^2 - 2RD + R} \quad (5.86)$$

A relação entre tensão e corrente é obtida pelo quociente de G_v por G_i :

$$G_{iv} = \frac{G_v(s)}{G_i(s)} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{(-I_L LR)s + RV_i - DRV_i + LRV_o - DLRV_o}{(CRV_i + CLRV_o)s + V_i + LV_o + I_L R - DI_L R} \quad (5.87)$$

É fácil perceber que as equações que descrevem a dinâmica de pequeno sinal para o conversor *Boost* são as mesmas que àquelas apresentadas em 5.48, 5.49 e 5.50 para o conversor *Buck Boost*. A diferença de um circuito para o outro é no seu comportamento de estado estacionário, vistas nas equações 5.82. O conversor *Boost* será utilizado entre bateria e carga, portanto escolheu-se como ponto médio de operação a condição em que a bateria fornece tensão constante em 13,8V e a carga consumindo corrente máxima.

Tabela 11 – Ponto Quiescente do Conversor *Boost*

| |
|----------------------------|
| $V_i = 13,8 \text{ V}$ |
| $V_o = 24 \text{ V}$ |
| $I_o = 478 \text{ mA}$ |
| $D = 0,4250$ |
| $R = 50,2 \text{ } \Omega$ |
| $I_L = 0,8313 \text{ A}$ |

5.2.2.2 Projeto da Malha de Controle de Corrente

O projeto para o controlador de corrente foi baseado na sua resposta em malha aberta. A função de transferência de malha aberta sem o controlador pode ser obtida por meio da expressão 5.88, que, devido aos ganhos unitários do PWM e os sensores na realimentação, será igual à função de transferência do próprio conversor.

$$M_{ia} = \frac{0,01807s + 48}{2,485 * 10^{-6}s^2 + 0,0033s + 16,6} \quad (5.88)$$

Para garantir que a dinâmica da planta seja mais rápida que a dinâmica da malha de controle, a frequência de corte é escolhida como um décimo da frequência de chaveamento em $fc_1=2000 \text{ Hz}$. No diagrama de bode de $M_{ia}(s)$ da figura 42, percebe-se que na frequência de corte desejada o ganho está em -0,25 dB ou 0,6139 vezes, e a margem de fase em $-95,6^\circ$. Uma vez que no intervalo de frequências que delimita a banda passante a curva de fase não se aproxima de -180° é possível que o sistema, sem compensação, já seja estável.

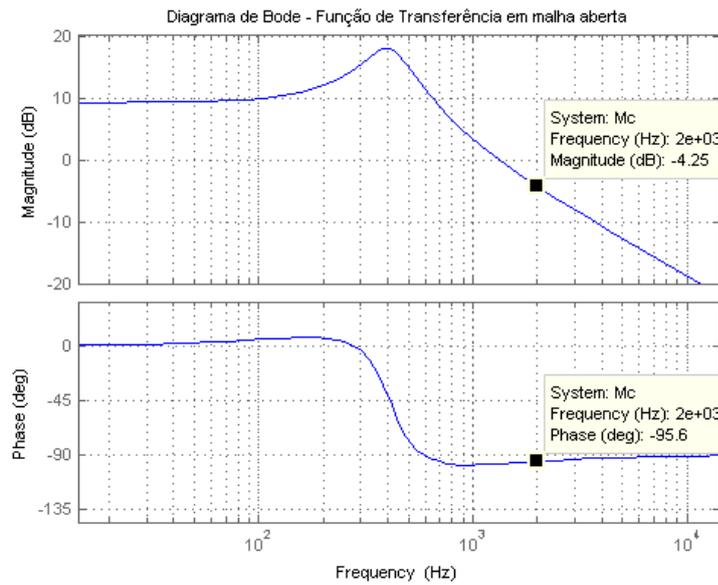


Figura 42 – Resposta ao degrau do sistema em malha aberta não compensado.

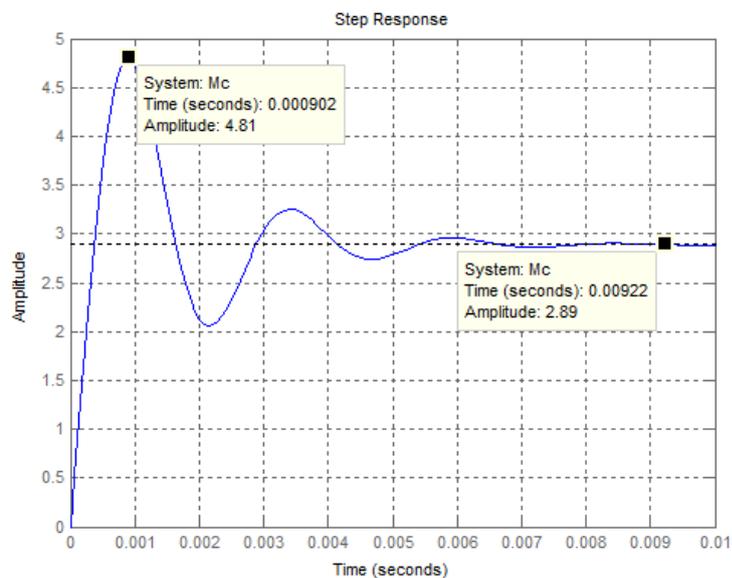


Figura 43 – Resposta ao degrau unitário da função em malha aberta da malha de corrente.

De fato, aplicando-se um degrau unitário à função da expressão 5.88, obtém-se a resposta subamortecida da figura 43, com *overshoot* de aproximadamente 66,44% e um erro de regime permanente de 289%.

Avaliadas as necessidades do sistema, será projetado um PI com a função de transferência:

$$C_i(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} = \frac{k_p(s + wz)}{s} \quad (5.89)$$

Estabeleceu-se inicialmente um $k_p = 1,6289$, para que fosse atendida a demanda da frequência de corte. Após alguns ajustes avaliando a resposta ao degrau do sistema, aumentou-se $k_p = 10$. Já o k_i será projetado a partir da frequência do zero, localizado um decimo abaixo de f_{c1} , em 200 Hz.

$$k_i = 10 * 200 * 2\pi = 12,566 \quad (5.90)$$

$$C_i(s) = \frac{10s + 12566}{s} \quad (5.91)$$

O diagrama de Bode do compensador pode ser visto na figura 54:

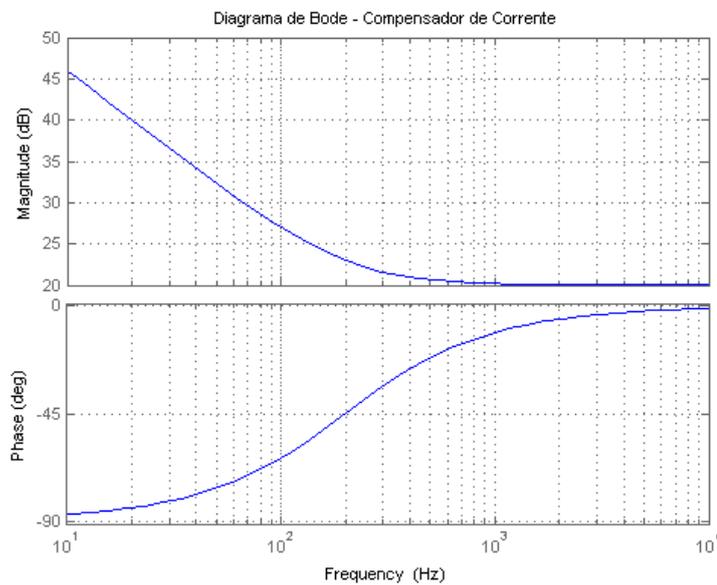


Figura 44 – Diagrama de Bode do compensador de tensão.

A função de transferência em malha aberta do sistema compensado é expressa como:

$$M_{iacomp.} = \frac{0,1807s^2 + 707,1s + 6,31 * 10^5}{2,485 * 10^{-6}s^3 + 0,0033s^2 + 16,6s} \quad (5.92)$$

A resposta de $M_{iacomp.}$ ao degrau unitário pode ser vista na figura 46. Observa-se que com a adição do controlador, o sistema em malha fechada possui *overshoot* de 2%, e erro de regime permanente nulo. Além disso, a velocidade de resposta é de aproximadamente 0.3ms. Para atingir tal desempenho, a frequência de corte inicialmente desejada para o projeto acabou sendo sacrificada. Pela figura 45, podemos observar que a frequência de corte do sistema compensado $f_{c1} = 11600$ Hz é mais da metade da frequência de chaveamento do conversor. Por ora, este fator não será definido como desvantajoso para o sistema, porém a necessidade da revisão do projeto do controlador poderá ser avaliada após simulações preliminares do projeto completo.

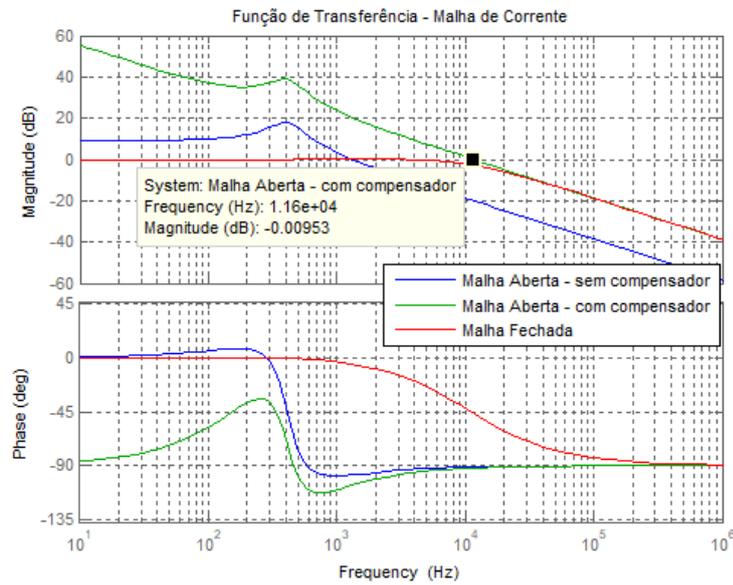


Figura 45 – Diagrama de Bode do sistema em malha aberta compensado, não compensado, e em malha fechada.

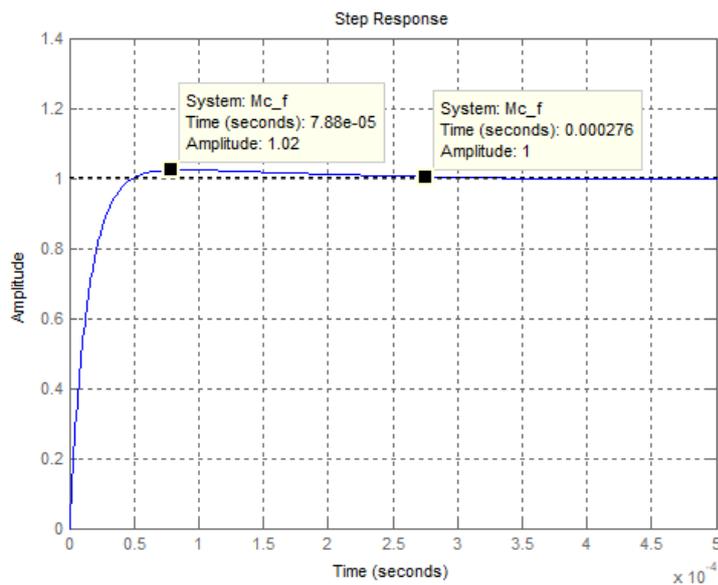


Figura 46 – Resposta ao degrau do sistema compensado em malha fechada.

5.2.2.3 Projeto da Malha de Controle de Tensão

Por fim, será realizado o projeto de compensador para a malha de tensão, utilizando também o método do fator k. A malha de controle de tensão está representada em seu diagrama de blocos na figura 47.

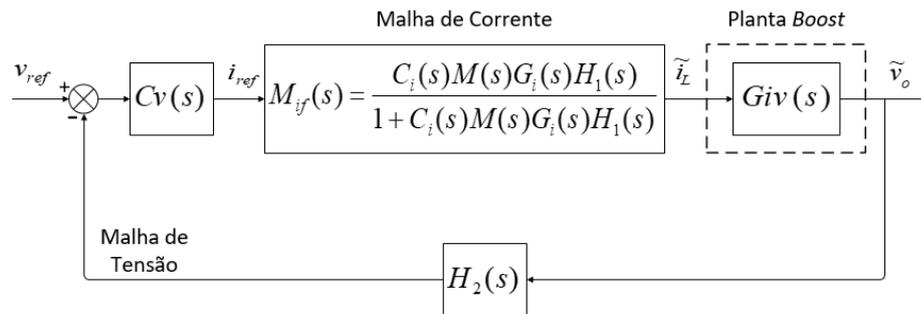


Figura 47 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.

Passo 1: O diagrama de Bode do conversor é traçado a partir da função de sua transferência $G_{iv}(s)$.

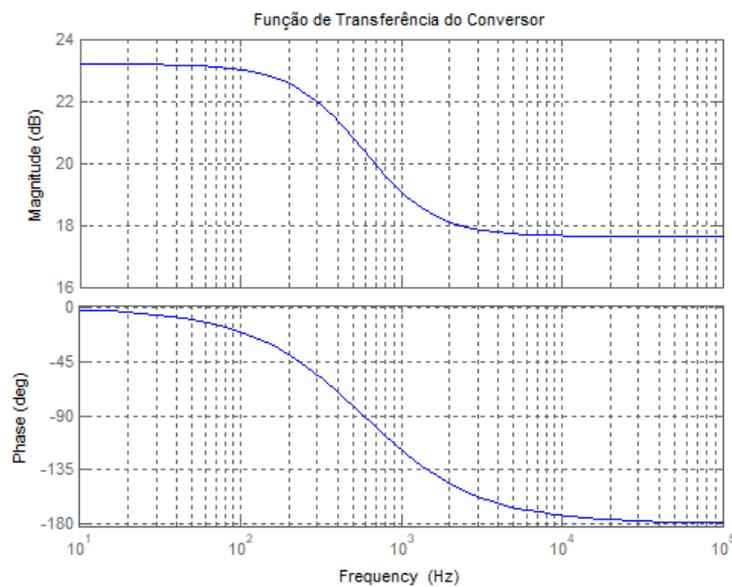


Figura 48 – Diagrama de Bode do conversor.

Passo 2: Para que a dinâmica da malha de controle de corrente não tenha influência na velocidade da malha de tensão, escolheu-se frequência de corte 10 vezes menor que a da malha de corrente, ou 100 vezes menor que a frequência de chaveamento do conversor, $f_{c2}=200$ Hz.

Passo 3: A margem de fase escolhida é de 60° .

Passo 4: A função de transferência de malha aberta sem controlador pode ser escrita como:

$$M_{va} = \frac{-5,542 * 10^5 s^2 + 2,091 * 10^9 s + 3,503 * 10^{12}}{s^3 + 7,406 * 10^4 s^2 + 2,912 * 10^8 s + 2,427 * 10^{11}} \quad (5.93)$$

Através do seu diagrama de Bode da figura 49, notamos que na frequência de corte desejada, $f_2=200$ Hz, o ganho do sistema é de 22,4dB, ou 13,2611. Para que em f_{c2} o ganho do sistema seja igual à 0 dB, o ganho do controlador deverá ser de -22,4dB ou $A_v = 0,0754$.

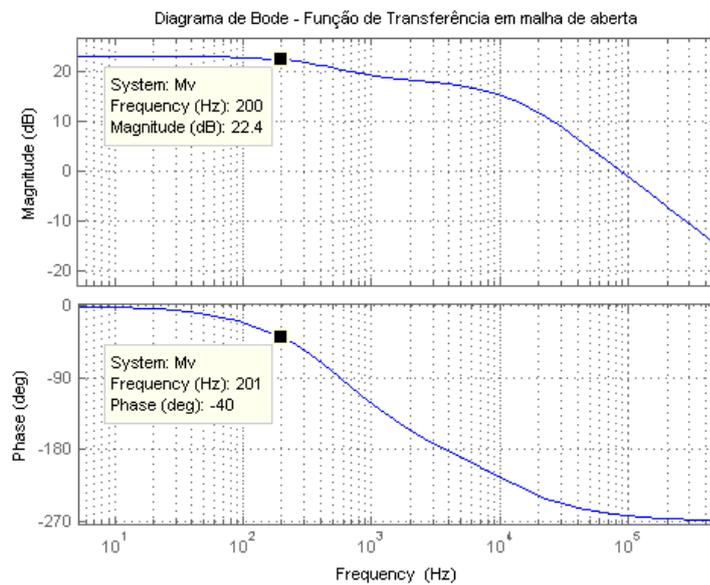


Figura 49 – Digrama de Bode em malha aberta de tensão.

Passo 5: Através da figura 49 nota-se que a fase na frequência de corte desejada é de $\theta = -40^\circ$. O avanço de fase necessário é calculado por:

$$\alpha = 60^\circ - (-40^\circ) - 90^\circ = 10^\circ \quad (5.94)$$

Passo 6: Uma vez que o avanço de fase requerido pelo controlador está entre 0° e 90° , escolheu-se um controlador do tipo 2, cuja função de transferência é:

$$C_v(s) = \frac{1 + sC_1R_2}{sR_1(C_1 + C_2 + sR_2C_1C_2)} \quad (5.95)$$

Passo 7: O fator k para o controlador tipo 2 é calculado a partir da expressão:

$$k = tg\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{4}\right) = 1,4262 \quad (5.96)$$

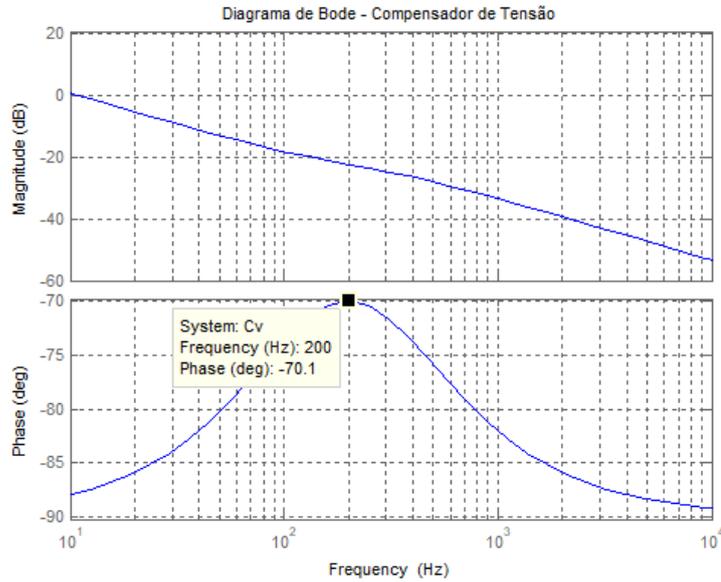


Figura 50 – Diagrama de Bode do compensador de tensão.

Partindo de um valor arbitrário para $R_1=1 \text{ k}\Omega$, é possível determinar os valores para os outros componentes deste compensador:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi * 200 * 0,0754 * 1,4262 * 1000} = 7,4\mu F \quad (5.97)$$

$$C_1 = 7,4 * 10^{-6}(1,4962^2 - 1) = 7,65\mu F \quad (5.98)$$

$$R_2 = \frac{1,4962}{2\pi * 200 * 7,65 * 10^{-6}} = 148\Omega \quad (5.99)$$

Substituindo os valores dos componentes na função de transferência definida em 5.94 tem-se o controlador da expressão 5.100, cujo diagrama de Bode pode ser analisado na figura 50.

$$[h]C_v(s) = \frac{0,001135s + 1}{8,398 * 10^{-6}s^2 + 0,01505s} \quad (5.100)$$

No diagrama da figura 51 é possível avaliar as funções de transferência em malha aberta não compensada e compensada, assim como a resposta em malha fechada do sistema. O compensador projetado confere ao sistema um deslocamento da frequência de corte para $f_{c2}=200 \text{ Hz}$, que é exatamente o valor especificado. Além disso, é possível identificar um avanço de fase em torno da frequência de 200 Hz, proporcionando uma margem de fase de 70° , o que está dentro do intervalo sugerido por [25].

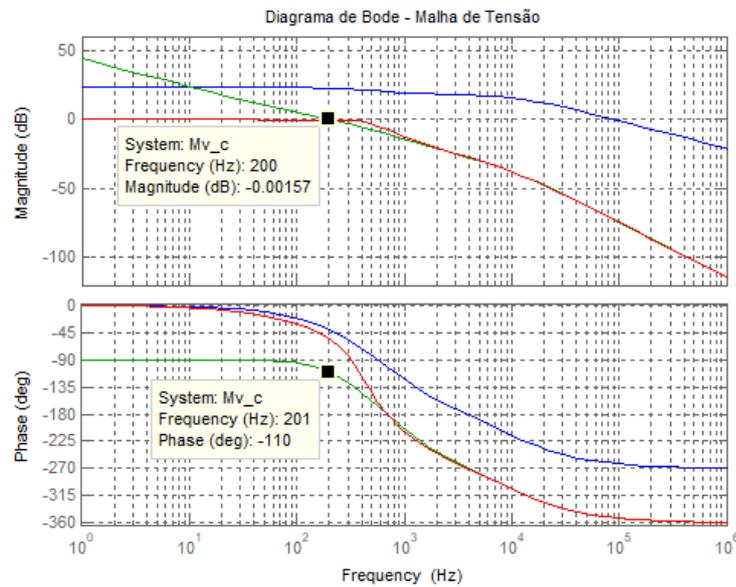


Figura 51 – Diagrama de Bode para a malha aberta compensada, não compensada, e em malha fechada.

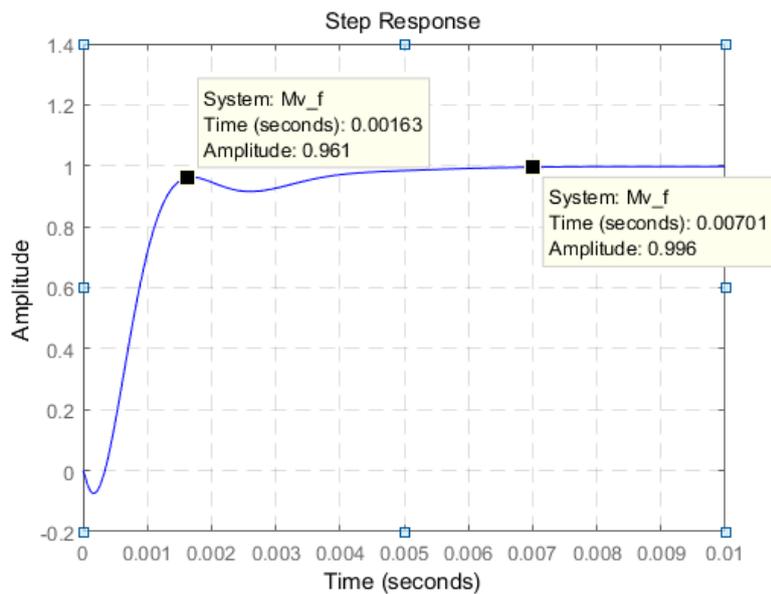


Figura 52 – Resposta ao degrau unitário em malha fechada.

Por fim, para testar o controle projetado, aplicou-se um degrau unitário à função de transferência em malha fechada, na figura 52, que possui resposta amortecida, sem *overshoot*, erro em regime permanente de 0,2% e tempo de resposta em 8ms.

6 Simulações e Resultados

6.1 Modelagem dos Componentes

6.1.1 Bateria

Para fins de simulação, a bateria será modelada como um capacitor em série com uma resistência. A capacitância pode ser calculada com base na carga acumulada na bateria escolhida.

$$Q_{bat} = I_{C10} * 10h * \frac{3600s}{h} = 9,4 * 10 * 3600 = 338.400C \quad (6.1)$$

Uma vez descarregada, a bateria apresentará nos seus terminais tensão igual a 1,5V.

$$C_{bat} = \frac{Q_{bat}}{\Delta V} = \frac{338400}{13,8 - 10,5} = 102kF \quad (6.2)$$

Já a resistência série da bateria pode ser calculada examinando a curva de descarga da bateria DF2000 [4], apresentada na figura 53. Ao iniciar a descarga a tensão cai imediatamente nos terminais da bateria. Esta queda, e a sua magnitude, é relacionada com a resistência série que queremos calcular. A descarga da bateria possui relação não linear com o seu tempo de descarga, portanto, das curvas disponíveis escolher-se-á a curva que mais se aproxima do regime de descarregamento da bateria, que é a curva para 5A.

$$R_{bat} = \frac{\Delta V_{bat}}{I} = \frac{13 - 12,7}{5} = 60m\Omega \quad (6.3)$$

É importante ressaltar que o capacitor calculado possui dinâmica lenta demais para que seja possível a simulação, logo para testar o funcionamento do sistema em intervalos

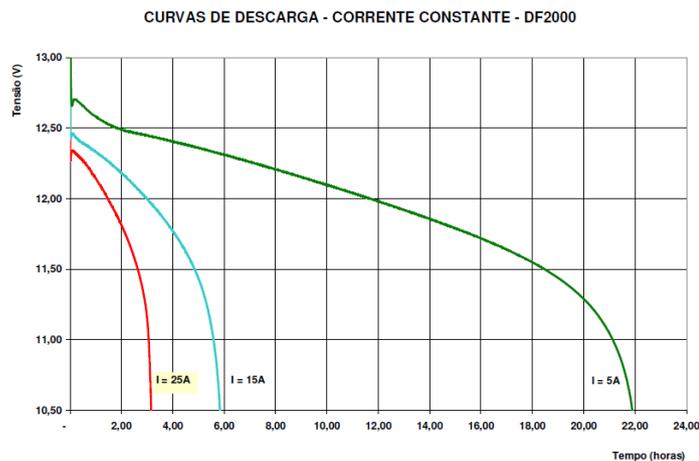


Figura 53 – Curvas de descarga para diferentes regimes para a bateria Freedom DF2000 [4].

de tempos mais curtos, o valor do capacitor será alterado conforme demandado pela simulação.

6.1.2 Painel Fotovoltaico

O ambiente de simulação utilizado, PSIM, disponibiliza em suas funções um modelo físico do painel fotovoltaico. Os parâmetros do circuito equivalente assim como a curva característica podem ser obtidos por meio de uma série de iterações, que utilizam os dados disponíveis do painel, junto com outras informações acerca o tipo de tecnologia utilizada. Na tela da figura 54, insere-se os parâmetros fornecidos pelo fabricante. O PSIM calcula os parâmetros do painel que não possuímos, e ajusta os parâmetros característicos para um novo valor. Para que os novos valores calculados se aproximem daqueles da folha de dados, é necessário realizar o procedimento de ajuste do coeficiente di/dv , conforme passo a passo sugerido pelo próprio PSIM [35].

A representação do painel no PSIM pode ser vista na figura 55. O painel pode receber como entrada as variáveis de insolação solar e temperatura, e desta forma adaptar suas características para diferentes condições climáticas. Para que fosse possível simular também o efeito de sombreamentos, o painel original foi substituído por dois painéis em série, com metade do número de células. Diodos de desvio são colocados em antiparalelo para que a corrente do painel não sombreado possa circular pelo circuito.

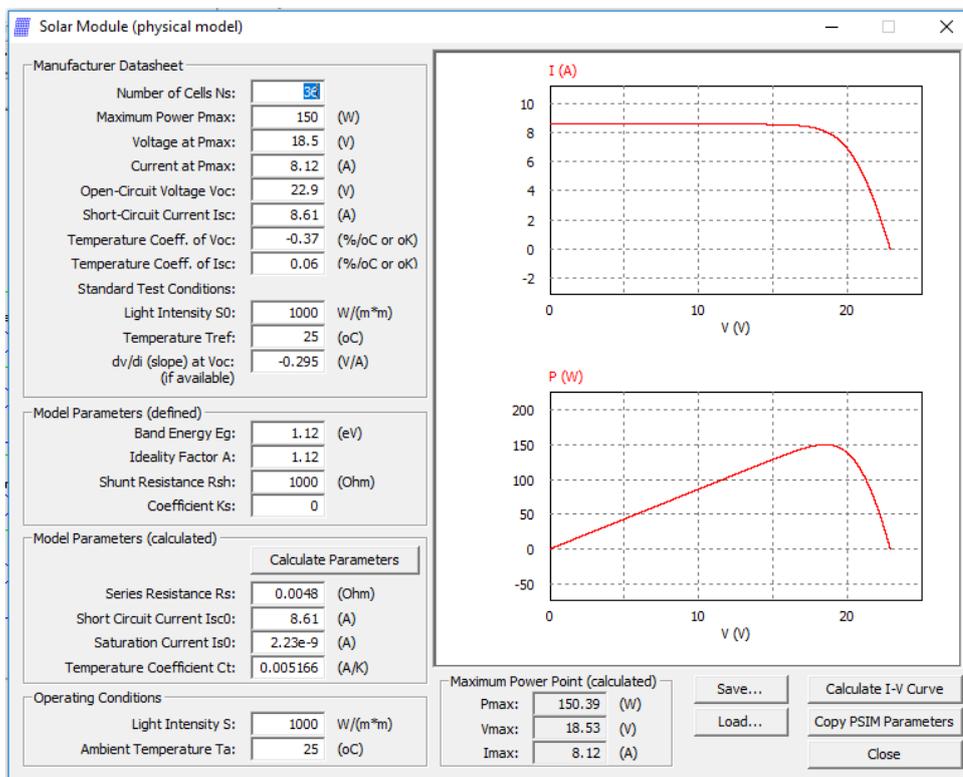


Figura 54 – Tela do PSIM para modelagem física do painel fotovoltaico.

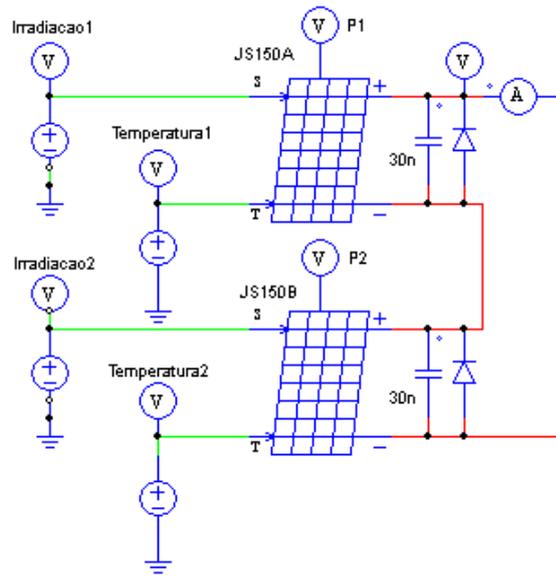


Figura 55 – Representação no PSIM dos painéis fotovoltaicos.

6.2 Simulação Primeiro Estágio

O circuito *Buck-Boost* simulado pode ser visto na figura 56. Na entrada, o painel fotovoltaico é representado conforme explicado na sessão 6.1.2. Em paralelo com o painel, é colocado um filtro capacitivo de entrada para que o *ripple* de corrente no indutor L não seja propagado para o painel. Na saída, a bateria é representada conforme explicado na sessão 6.1.1, em paralelo com uma resistência R_{carga} , que representa o consumo médio estágio conversor seguinte.

$$P_{Boost} = \frac{24 * 0,470}{0,9} = 12,54W \quad (6.4)$$

$$R_{carga} = \frac{V_o^2}{P_{Boost}} = \frac{13,8^2}{12,54} = 15,19\Omega \quad (6.5)$$

Uma chave é colocada entre R_{carga} e bateria, para que seja possível realizar a desconexão de carga quando a bateria atingir o seu estado de descarregamento crítico, com tensão em 10,5V. O controle é realizado com os blocos para função de transferência no domínio s , disponíveis no PSIM. Limitadores são colocados em série com cada um dos controladores de forma a manter a resposta controlada em intervalos de operação estáveis. O limitador de corrente foi configurado em 15A e o limitador para o ciclo de trabalho em 0,9. A função PWM é realizada analogicamente por meio da comparação do sinal de controle com uma fonte de tensão triangular, frequência 20kHz e amplitude de 1V.

Por fim, tem-se o Controlador de Carga, cuja lógica foi programada no bloco “Simplified C Block”. O Controlador recebe como entrada os sinais lidos pelos sensores –

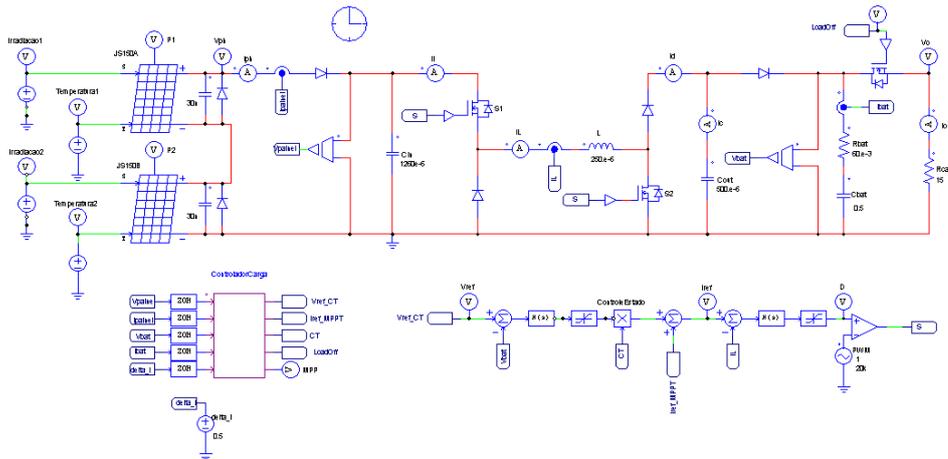


Figura 56 – Circuito *Buck-Boost* simulado.

corrente e tensão no painel e na bateria - assim como o valor incremental para o algoritmo de MPPT, ΔI_{ref} , e produz na saída os sinais para transição entre estados. O sinal de saída V_{ref} , dará a tensão de referência para a malha de tensão em 15,5V ou 13,8V, o sinal $I_{refMPPT}$ enviará o sinal de referência de corrente para a malha de corrente quando em modo MPPT. O sinal CT é um multiplicador que fará o acoplamento ($CT = 1$) da malha de tensão à malha de corrente quando em modo de controle de tensão, ou desacoplamento ($CT = 0$) quando em MPPT, e por fim, o sinal LoadOff fará o controle da chave de desconexão de carga.

O objetivo inicial era que as condições de transição entre modos fossem realizadas conforme a lógica demonstrada na imagem 36, no entanto a característica oscilatória de sistemas chaveados faz com que, na transição, os comandos de controle também fiquem oscilatórios. Uma vez que as soluções baseadas em *loops* de espera ou de contagem de ciclos no código geram tempos de simulação demorados, propôs-se que a transição fosse realizada conforme uma descrição em máquina de estados e que elas fossem unidirecionais, como mostra figura 57. Ou seja, após entrada em um dado estado, não é permitido que o algoritmo retorne ao estado anterior sem passar por todos os outros estados.

Para o desenvolvimento desta estratégia, foram levadas em consideração algumas outras limitações no modelo da bateria adotado. Por exemplo, ao inicializar o programa, apesar da bateria atender a condição de tensão para entrar em modo MPPT, a corrente ainda era nula, impossibilitando que o código entrasse na rotina de implementação deste modo ou em qualquer outra - visto que as condições de tensão não eram satisfeitas para outra condição. Assim, nenhuma referência de corrente era enviada para o controlador e o conversor permanecia em estado “desligado”, fazendo com que a bateria simplesmente se descarregasse sobre a carga.

Para resolver este problema, retirou-se do modo MPPT a condição de corrente na bateria como inicialmente proposto, fazendo com que quando o programa fosse iniciado

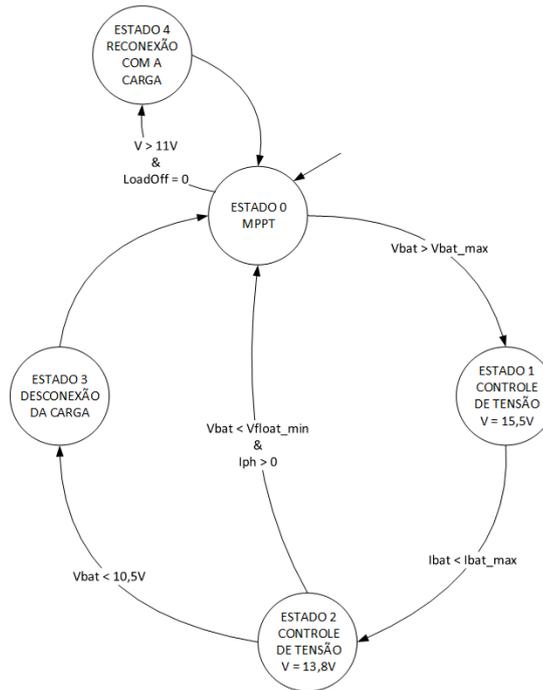


Figura 57 – Lógica por máquina de estados

ele entrasse, automaticamente, em modo MPPT, mesmo que por curto intervalo de tempo - caso a bateria já estivesse carregada. A condição para a reentrada no modo depois de algum tempo de simulação foi modificada para uma condição de tensão, de modo que se a tensão na bateria caísse abaixo do limite estabelecido pelo fabricante para a tensão de flutuação de 13,2V, significaria a ocorrência de um descarregamento e que, se as condições climáticas permitirem, é necessário começar um novo ciclo. O código implementado está disponibilizado no apêndice B.

6.2.1 Variações no Painel Fotovoltaico

Os efeitos das variações no painel devem ser avaliados sob dois aspectos: eficácia do algoritmo MPPT, e desempenho do controle de tensão. Para testar ambos os modos, serão simulados a situação em que o painel está exposto às condições padrão de teste (STC) e as situações onde ocorrem variações de irradiação e temperatura.

O desempenho do controle de tensão será testado para referência de tensão em 13,8V, na ausência da bateria, para evitar o grampeamento da tensão, e conseqüentemente o amortecimento das informações transitórias.

6.2.1.1 Painel em Condições Ideais

A primeira simulação foi realizada com o painel fotovoltaico operando em STC, irradiação de 1000 W/m² e temperatura de célula 25°C.

Simulação do MPPT:

No primeiro gráfico da figura 58, encontram-se as curvas de máxima potência conforme valor indicado pelos painéis P1+P2 comparado ao MPP encontrado pelo algoritmo. No recorte mais amplificado da figura 59(b), nota-se que a potência calculada pelo algoritmo converge para o ponto máximo após aproximadamente 0,01s, através de passos bem definidos.

No segundo gráfico da figura 58, encontra-se a curva de tensão na bateria que, como esperado, cresce à medida que corrente máxima é entregue ao conversor. Na figura 60(b) vemos que a tensão do painel em regime permanente fornece o valor de $V_{MPP} = 18,5V$, conforme valor encontrado na folha de dados para o ponto de máxima potência.

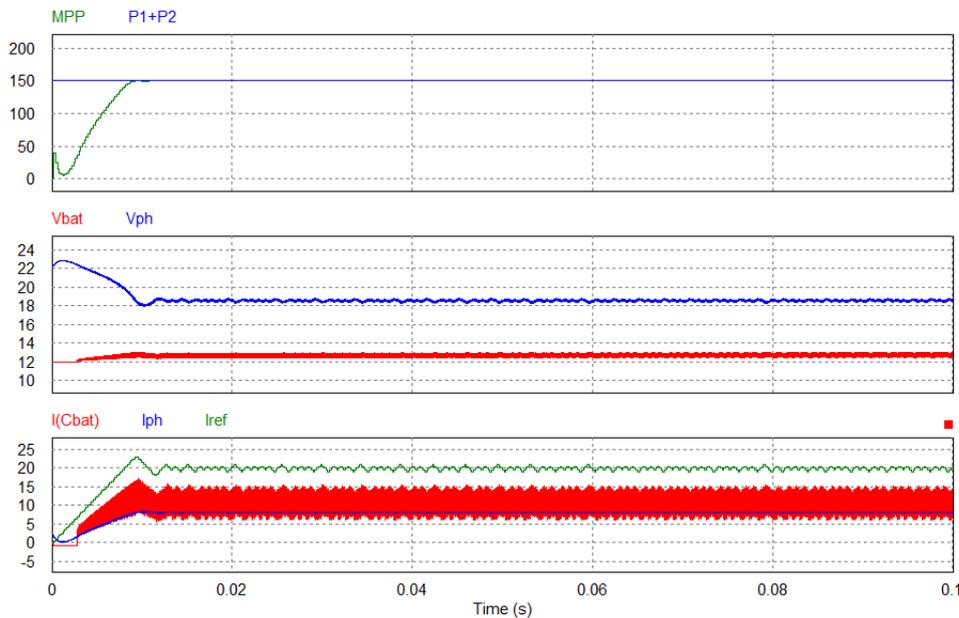


Figura 58 – Curvas da simulação do MPPT em STC.

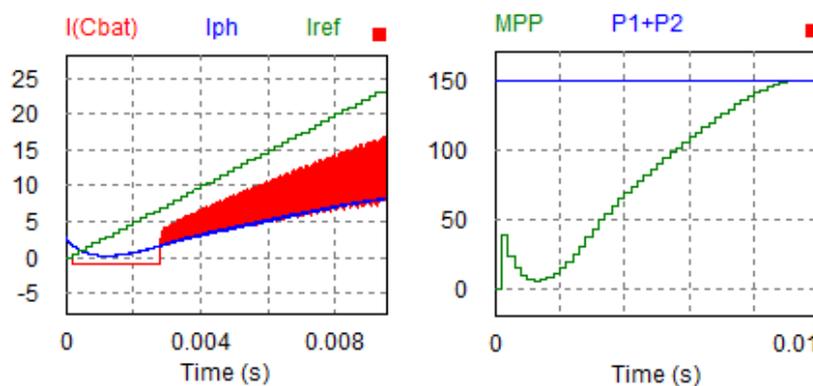


Figura 59 – Recortes amplificados da subida das curvas de simulação do MPPT em STC (a) e (b)

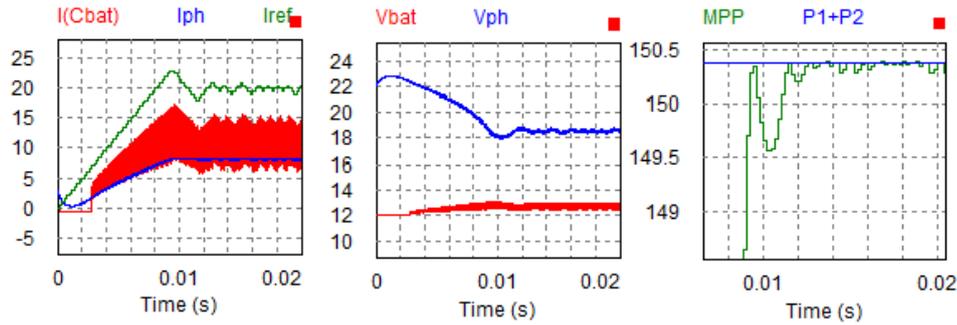


Figura 60 – Recortes amplificados em regime permanente das curvas de simulação do MPPT em STC (a), (b) e (c)

Por fim, no terceiro gráfico da figura 58, encontram-se as curvas de corrente de referência gerada pelo MPPT para a malha de controle de corrente, e a corrente absorvida pelo capacitor. No recorte amplificado 60(a) vemos que em regime permanente o painel fornece corrente em $I_{MPP} = 8,14A$, conforme valor encontrado na folha de dados para o ponto em máxima potência. Vemos também que a referência de corrente aumenta em passos de $0,5A$, e que a corrente no painel fotovoltaico acompanha este crescimento.

Simulação do controle de tensão:

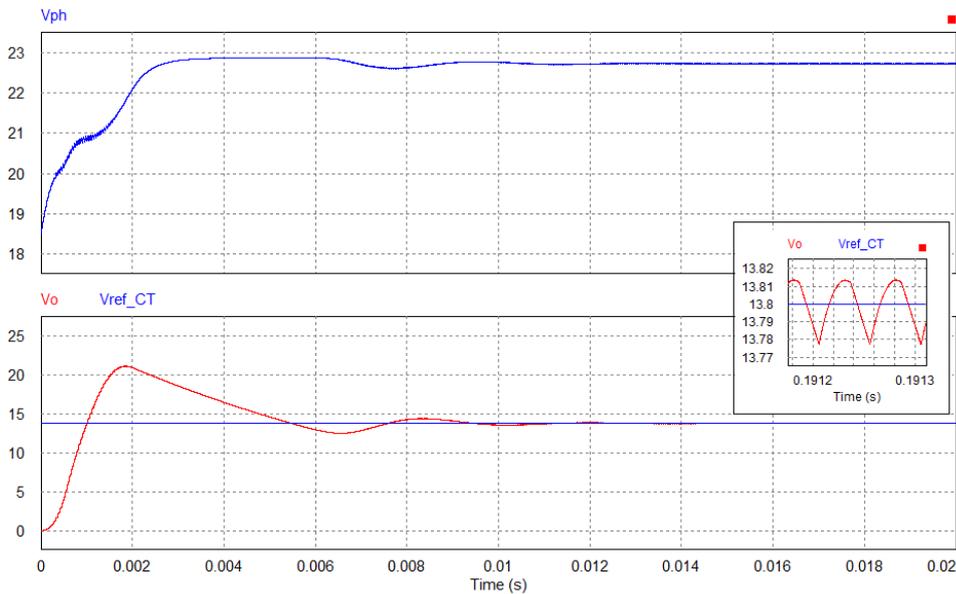


Figura 61 – Curvas da simulação do controle de tensão em STC.

Na ausência da bateria, com a mesma entrada da simulação anterior, o controle de tensão na saída é verificado na figura 61.

Observa-se que o *overshoot* de tensão na saída é alto, $53,40\%$, quando se aplica um degrau de tensão no painel fotovoltaico. Isto se deve ao carregamento do capacitor no filtro de saída do conversor, portanto, considerando que o capacitor será carregado apenas

quando o sistema for iniciado pela primeira vez, este não é um fator preocupante para o seu funcionamento.

6.2.1.2 Irradiação Variável

A segunda simulação foi realizada variando-se a intensidade de irradiação sobre o painel fotovoltaico. Para simular o formato da curva de irradiação ao longo do dia, utilizou-se a expressão de uma parábola invertida, com o máximo ocorrendo em 1000 W/m². A expressão utilizada é a $S(t)$ apresentada em 6.6, para simulação em MPPT, e para a simulação do controle de tensão a curva foi deslocada 3s para a esquerda, em 6.7

$$S(t) = -40 * (t^2 - 10t) \quad (6.6)$$

$$S(t) = -40 * ((t + 3)^2 - 10(t + 3)) \quad (6.7)$$

Simulação do MPPT:

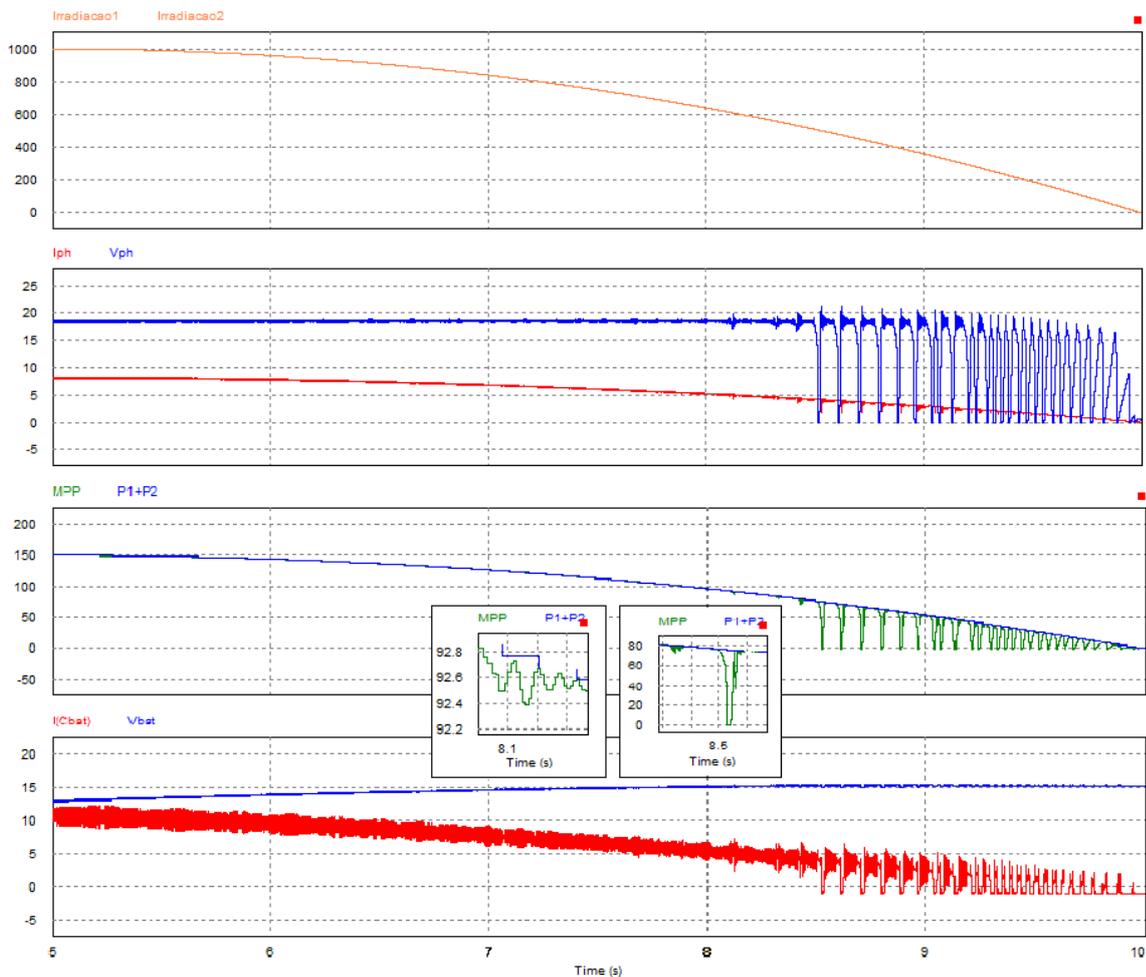


Figura 62 – Curvas da simulação do MPPT com irradiação variável.

Percebe-se que, até determinado instante, o MPPT é capaz de acompanhar a curva de potência máxima gerada pelo painel. Entretanto, a medida que a variação de irradiação se torna mais expressiva, o algoritmo interpreta a variação de potência como uma consequência da sua ação de controle anterior, agindo no sentido contrário do ponto de máxima potência.

Simulação do controle de tensão:

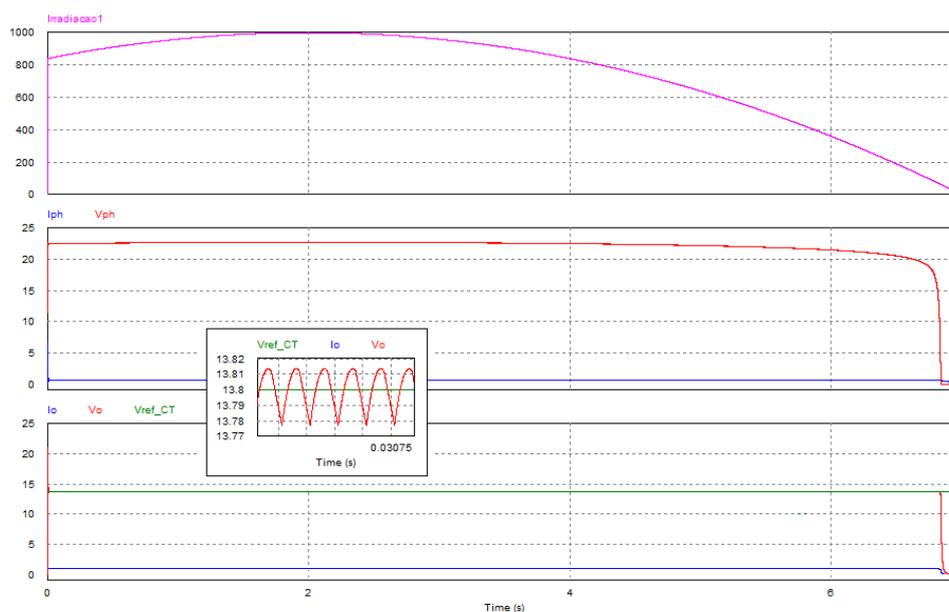


Figura 63 – Curvas da simulação do controle de tensão com irradiação variável.

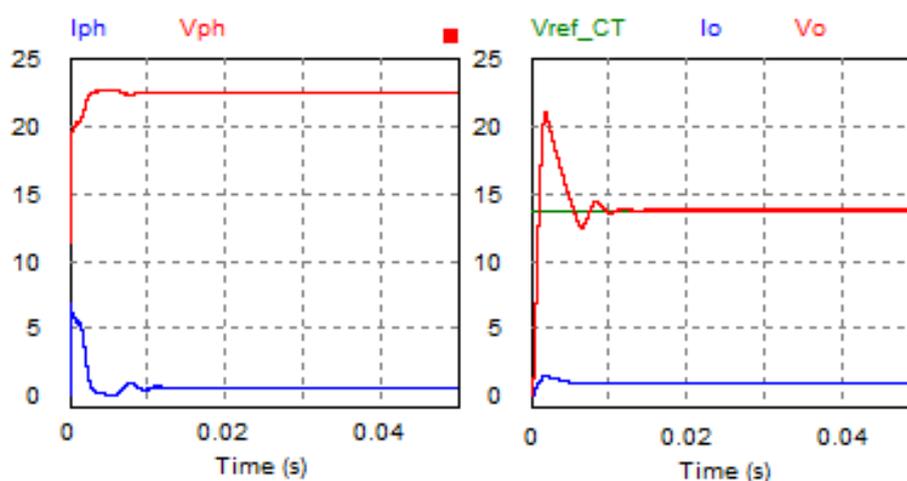


Figura 64 – Recortes amplificados da subida das curvas de simulação do controle de tensão com temperatura variável.

Na figura 63 vemos que a tensão do painel fotovoltaico sofre variações de acordo com a mudança de irradiação incidente. O controle mantém a tensão na saída controlado em 13,8V. Na figura 64 é possível observar a dinâmica transitória no intervalo de subida.

6.2.1.3 Temperatura Variável

Para simulação da variação de temperatura foi considerada como temperatura inicial a condição de teste ideal - 25°C. A temperatura final considerada é a temperatura atingida nas condições nominais (NOCT) em 48°C.

Simulação do MPPT:

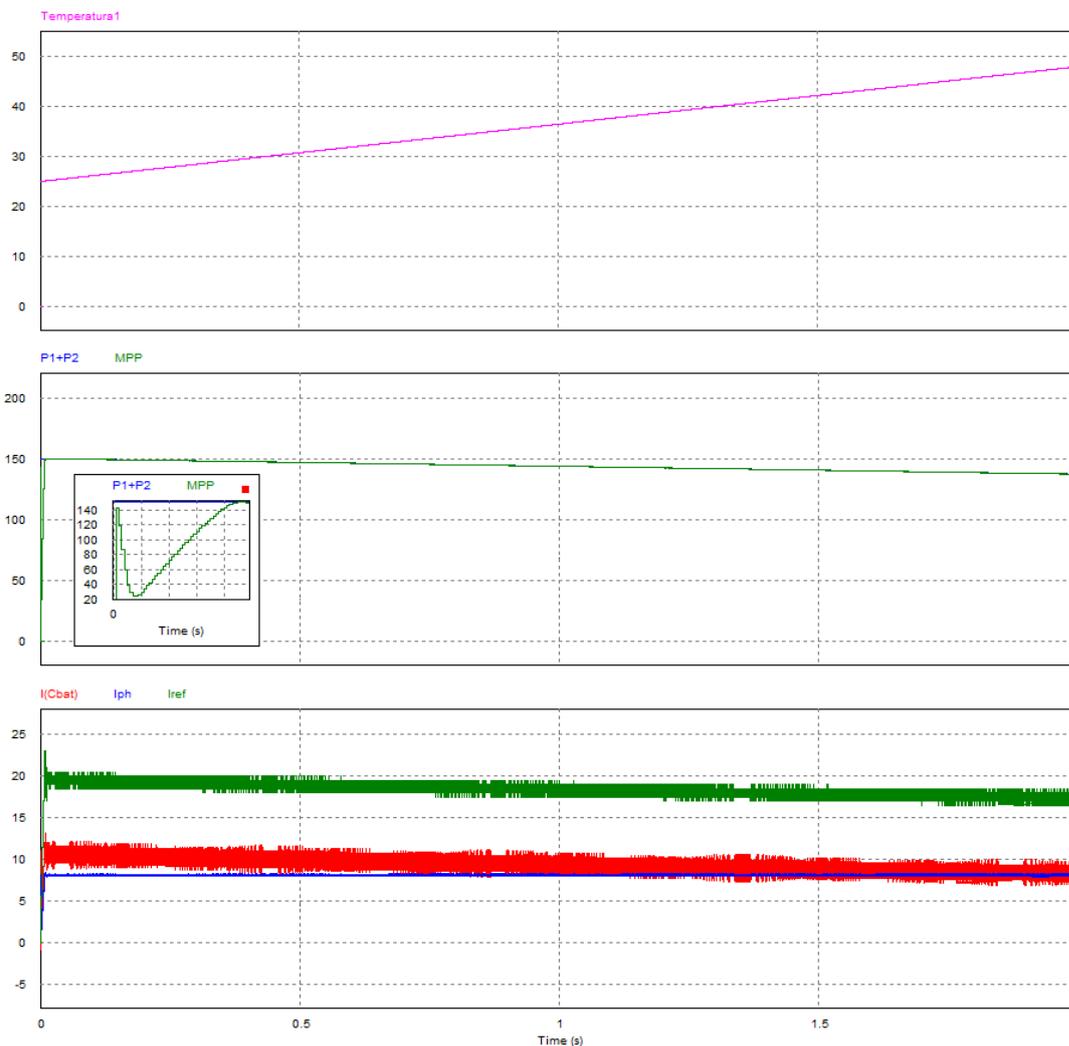


Figura 65 – Curvas da simulação do MPPT com temperatura variável.

Pela figura 65, vemos que, à medida que a temperatura sobe, a potência máxima do painel diminui. Além disso, observa-se que, ao contrário do ocorrido na variação de irradiação, o MPPT acompanha exatamente a curva de variação de potência, confirmando a suspeita de que para variações lentas ele pode ser eficaz.

Simulação do controle de tensão:

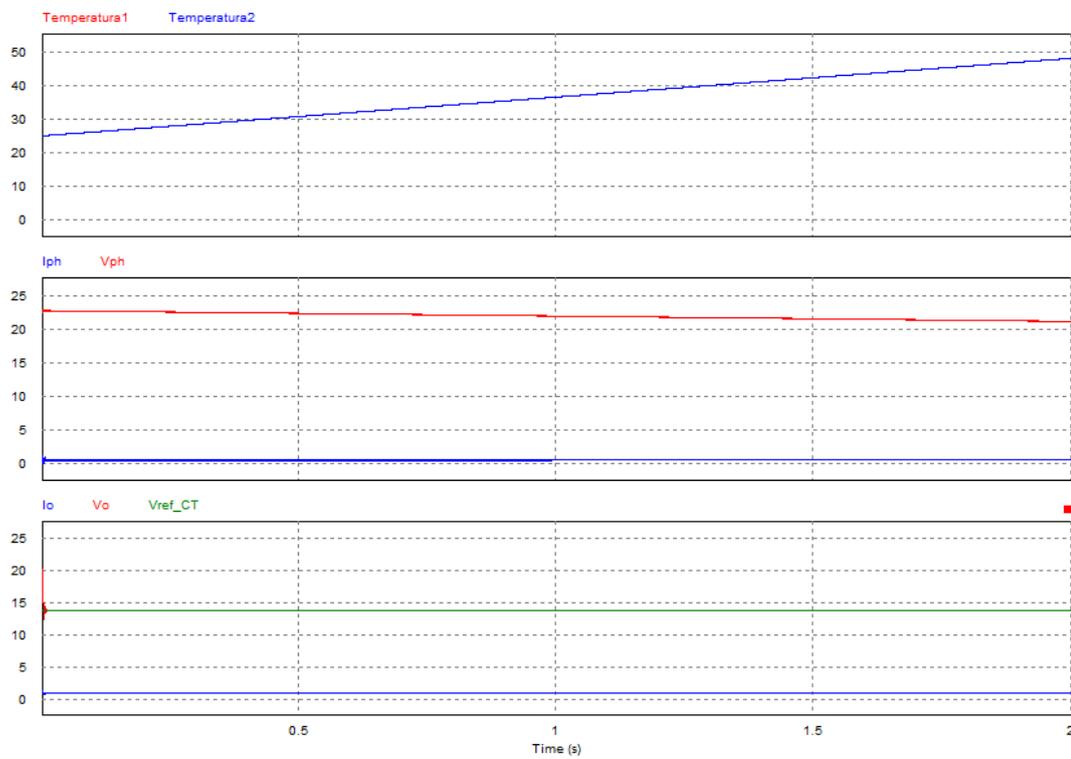


Figura 66 – Curvas da simulação do controle de tensão com temperatura variável.

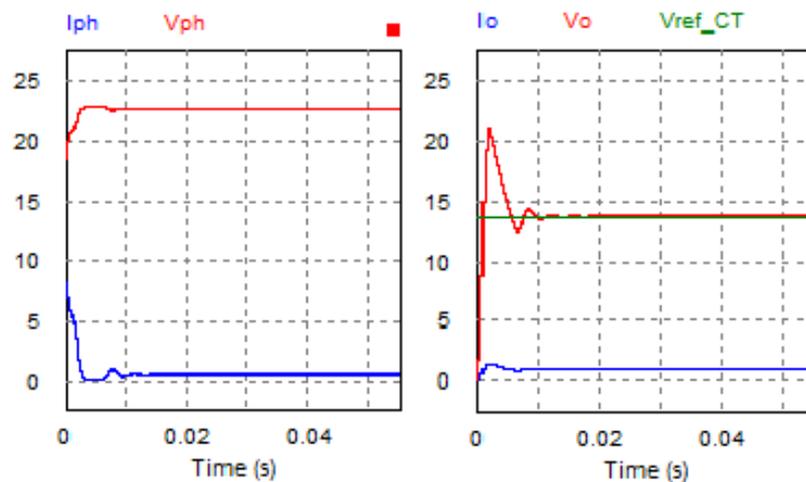


Figura 67 – Recortes amplificados da subida das curvas de simulação do controle de tensão com temperatura variável.

Nas tabelas 12, 13 e 14 temos as comparações de desempenho do MPPT e do controle de tensão para as situações estudadas.

Tabela 12 – Resultados das simulações no STC

| Modo | MPPT | Controle de Tensão |
|-----------------------------|--------------------------|---------------------------|
| Entrada: | | |
| Tempo (s) | 0 a 0,1 | 0 a 0,1 |
| Forma de onda | Constante | Constante |
| Irradiação (W/m^2) | 1000 | 1000 |
| Temperatura ($^{\circ}C$) | 25 | 25 |
| Saída: | Potência Rastreada (MPP) | Tensão de Saída (V_o) |
| Tempo de Acomodação (s) | 0,01 | 0,015 |
| Valor Médio (W) ou (V) | 150,36 W | 13,79 V |
| Erro RP (%) | 0,24% | 0,07% |
| Ripple (%) | 0,09% | 0,29% |
| Overshoot (%) | - | 53,40% |

Tabela 13 – Resultados das simulações para irradiação variável

| Modo | MPPT | | Controle de Tensão | |
|-----------------------------|--------------------------|--------------|---------------------------|----------|
| Entrada: | | | | |
| Tempo (s) | 5 a 8,45 | 8,45 a 10 | 0 a 2 | 2 a 7 |
| Forma de Onda | Parábola | Parábola | Parábola | Parábola |
| Irradiação (W/m^2) | S(t) | S(t) | S(t) | S(t) |
| Temperatura ($^{\circ}C$) | 25 | 25 | 25 | 25 |
| Saída: | Potência Rastreada (MPP) | | Tensão de Saída (V_o) | |
| Tempo de Acomodação (s) | 0 | - | 0,015 | - |
| Valor Médio (W) ou (V) | Descrescente | Descrescente | 13,8 | 13,75 |
| Erro RP (%) | 0,09% | 23,37% | 0% | 0,36% |
| Ripple (%) | 10,30% | 100% | 0,29% | 0,43% |
| Overshoot (%) | - | - | 53,40% | 0% |

6.2.2 Variações na Bateria

As simulações com variação no estado da carga na bateria serão realizadas buscando observar a ocorrência os diferentes estados de controle programados. Para isso, o painel fotovoltaico estará operando em STC.

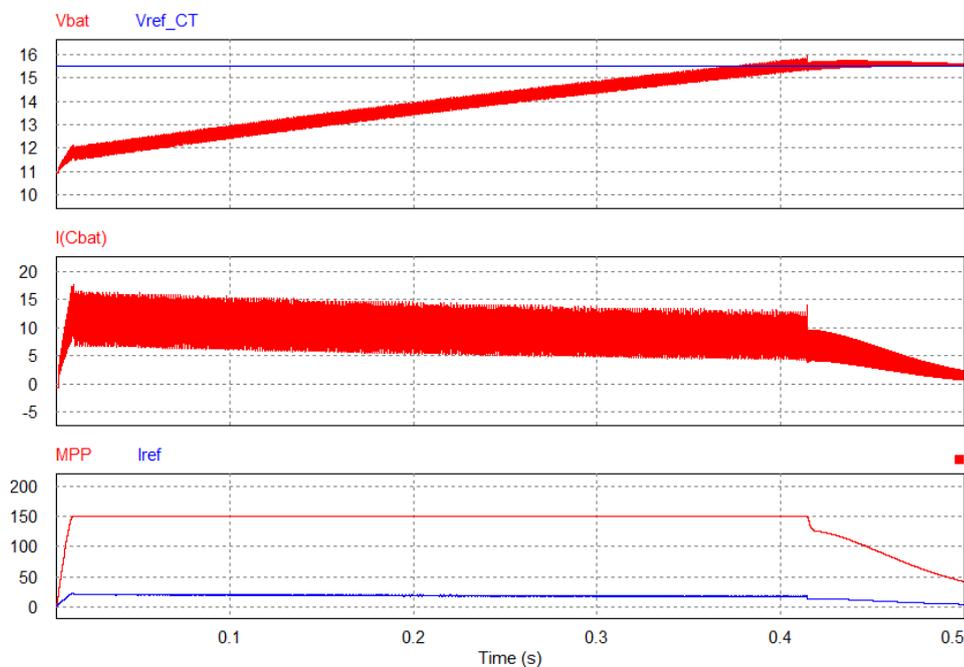
Estado 0 - Bulk Charge:

Para simular o estado em que a bateria está completamente descarregada, determinou-se a tensão de inicialização nos terminais da bateria como 11V. Segundo o algoritmo de controle de carga, quando a tensão da bateria se encontra entre 10,5V e 15,5V o conversor deve entrar no modo MPPT, injetando o máximo de corrente possível na bateria.

Como pode ser visto na figura 68, o algoritmo de MPPT encontra em 0,015s o ponto de máxima potência do painel, fazendo com que a corrente na bateria, neste ponto, seja máxima. À medida que a tensão aumenta, a corrente média na bateria vai lentamente diminuindo, respeitando a relação de conservação de energia através do conversor. Em

Tabela 14 – Resultados das simulações para temperatura variável

| Modo | MPPT | | Controle de Tensão | |
|-----------------------------|--------------------------|-------------|---------------------------|-----------|
| Entrada: | | | | |
| Tempo (s) | 0 a 1 | 0 a 2 | 0 a 1 | 0 a 2 |
| Forma de Onda | Rampa | Rampa | Rampa | Rampa |
| Irradiação (W/m^2) | 1000 | 1000 | 1000 | 1000 |
| Temperatura ($^{\circ}C$) | 25 a 36,5 | 36,5 a 48 | 25 a 26,5 | 36,5 a 48 |
| Saída: | Potência Rastreada (MPP) | | Tensão de Saída (V_o) | |
| Tempo de Acomodação (s) | 0,01 | - | 0,015 | - |
| Valor Médio (W) ou (V) | Decrescente | Decrescente | 13,79 | 13,79 |
| Erro RP (%) | 0,02% | 0,03% | 0,07% | 0,017% |
| Ripple (%) | 0,06% | 0,06% | 0,29% | 0,29% |
| Overshoot (%) | - | - | 53,48% | - |

Figura 68 – Curvas para o estado 0 do controlador de carga - *Bulk Charge*.

uma bateria real, com capacitância 100.000 vezes maior que a capacitância simulada, esta variação ocorre lentamente, podendo ser considerada praticamente constante. Em 0,41s a bateria atinge sua tensão máxima de 15,5V, trocando o estado para controle de tensão em 15,5 V. Nota-se que o MPPT oscilações de grande amplitude na corrente da bateria, o que é a grande desvantagem de sistemas série.

Estado 1 - Controle de tensão de equalização $V = 15,5V$:

Este estado é atingido após o estado 0 - *Bulk Charge*, quando a tensão atinge 15,5V. Para rapidamente satisfazer esta condição, o capacitor será inicializado com uma tensão de 14,5V.

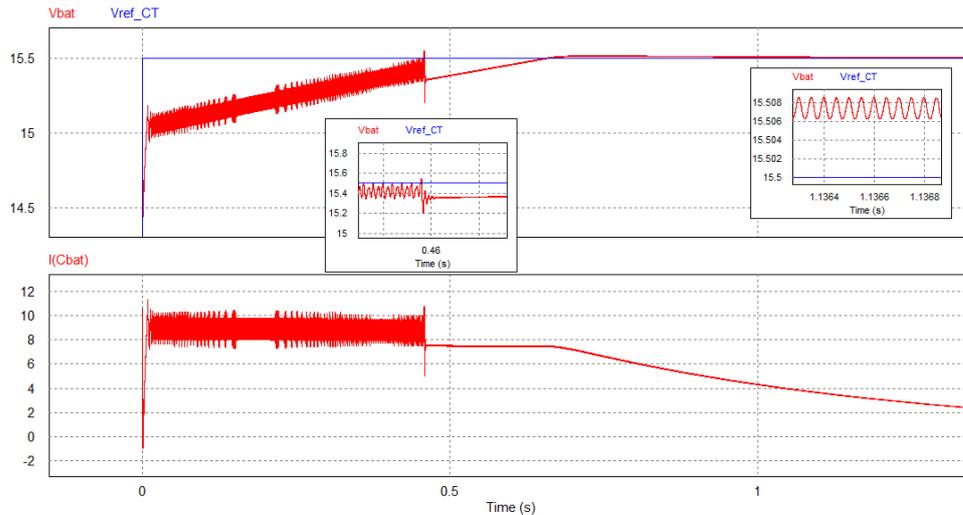


Figura 69 – Curvas para o estado 1 do controlador de carga - controle de tensão em 15,5V.

Através da figura 69 nota-se que o pico do *ripple* de tensão do estado de MPPT foi suficiente para transitar para o modo de controle de tensão. A corrente na bateria cai exponencialmente.

Estado 2 - Controle de tensão de flutuação $V = 13,8V$:

Quando a bateria estiver praticamente carregada, a corrente injetada cairá abaixo de 1% do valor da corrente de descarga da bateria em 10C, que para a bateria especificada corresponde à 0,94A. Quando a corrente atingir este ponto, o controle deverá trocar a tensão de referência para a tensão de flutuação em 13,8V, permanecendo aí até que o painel fotovoltaico não seja mais capaz de suprir a carga.

Para simular este estágio, será utilizado um capacitor menor que nas situações anteriores, de forma que o tempo de permanência nos estados 0 e 1 sejam pequenos e seja possível observar o segundo estado no intervalo da simulação.

Na figura 70, vemos a curva de tensão atingir rapidamente os 15,5V, como desejado, e vemos a corrente caindo exponencialmente, até atingir 0,94V. A curva de referência de tensão é deslocada para 13,8V. Para que a tensão na bateria caia até este valor, o conversor cessa a extração de potência do painel, e a bateria começa a se descarregar, conforme visto pela corrente negativa na curva de corrente na bateria. Quando a tensão atinge, finalmente, os 13,8 V, o conversor volta ao funcionamento e a corrente na bateria é zerada.

Estado 3 - Desconexão da carga:

Supondo que em algum momento durante o controle da tensão em 13,8V o painel parasse de fornecer energia por um motivo qualquer, a bateria se descarregaria lentamente sobre a carga. Se o período de tempo for longo o suficiente, eventualmente a bateria se

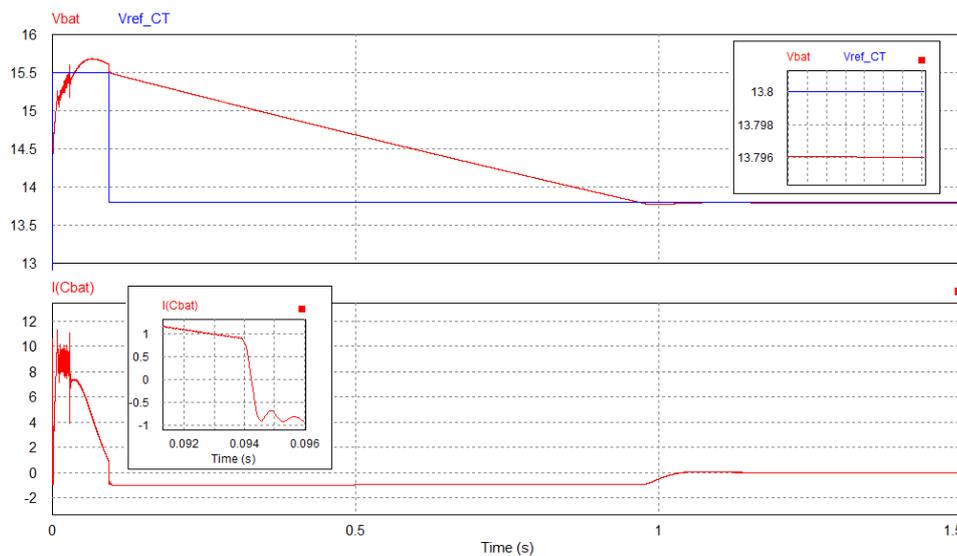


Figura 70 – Curvas para o estado 2 do controlador de carga - controle de tensão em 13,8V.

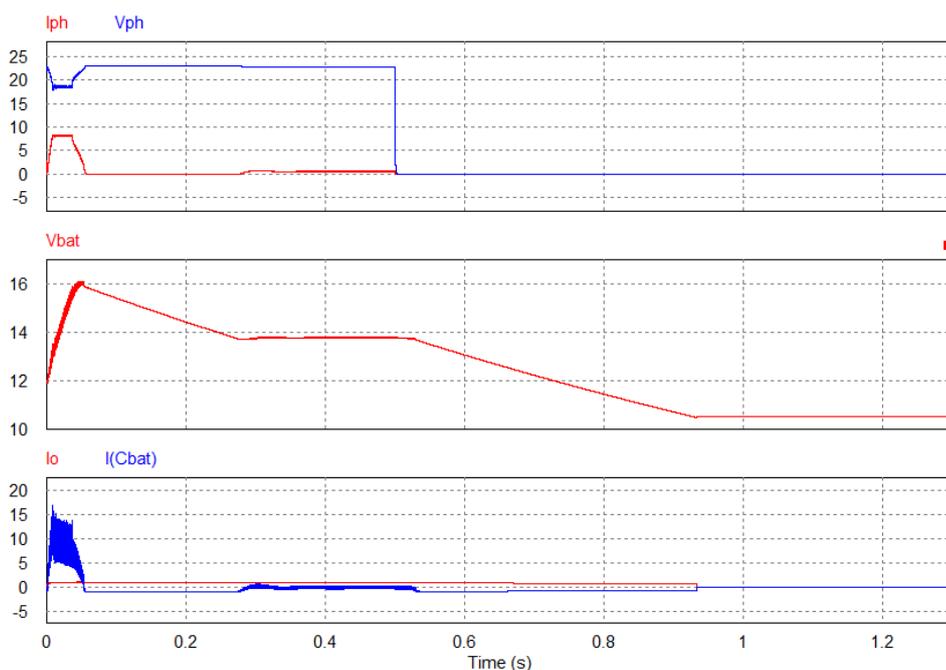


Figura 71 – Curvas para o estado 3 do controlador de carga - desconexão de carga

descarregará por completo, atingindo a tensão de 10,5V. Neste momento, deve-se realizar a desconexão da carga, protegendo a bateria.

Para simular a desconexão por sobrecarga da bateria, aplicou-se um degrau de -1000W/m^2 na entrada de irradiação dos painéis fotovoltaicos, de forma que, repentinamente, não houvesse mais energia gerada na entrada.

É possível observar pela figura 72 que, quando a geração do painel é interrompida em 0,5s, a bateria continua se descarregando sobre a carga até atingir 10,5V, quando

a chave de desconexão é aberta. Neste momento, tanto a corrente na carga I_o quanto a corrente na bateria $I(Cbat)$ caem para 0A.

Estado 4 - Reconexão da carga:

Para fechar o ciclo de carga da bateria, a carga na saída do conversor deve ser novamente reconectada. Para que isso seja possível, a bateria deve antes ter parte de sua carga recuperada. Se em algum momento durante o descarregamento da bateria o painel voltar a fornecer energia, e a tensão na bateria for menor que o limite inferior estabelecido pelo fabricante para tensão de flutuação, 13,2V, o algoritmo retornará ao estado 0 do algoritmo. Assim que a bateria atingir novamente 11V, a carga será reconectada ao conversor, iniciando um novo ciclo de carregamento.

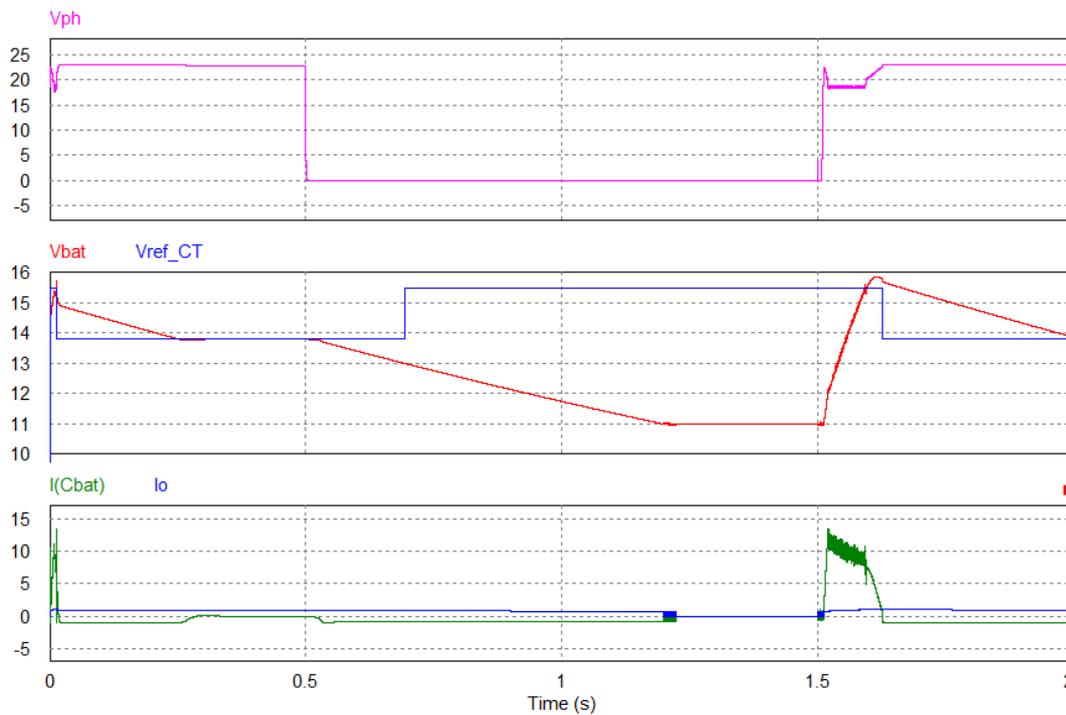


Figura 72 – Curvas para o estado 4 do controlador de carga - reconexão de carga

6.3 Simulação Segundo Estágio

O circuito *Boost* simulado pode ser visto na figura 73:

O modelo levantado da bateria, neste caso, é substituído por uma fonte de tensão que simula a variação linear da tensão da bateria. Já o comportamento médio da carga é modelado utilizando uma resistência:

$$R_{carga} = \frac{V}{I} = \frac{24}{\frac{0,478+0,462}{2}} = 51\Omega \quad (6.8)$$

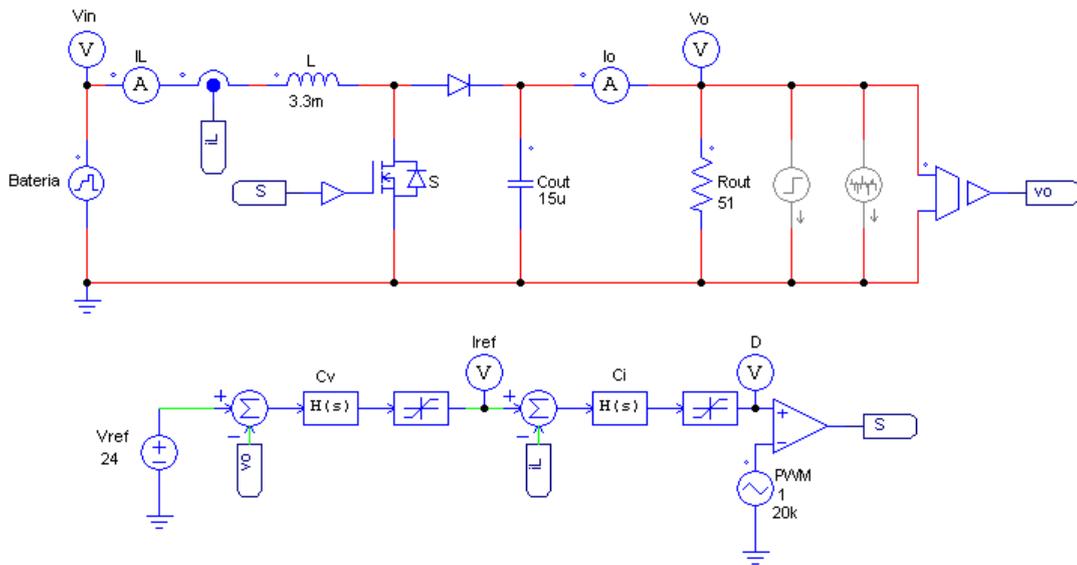


Figura 73 – Circuito *Boost* simulado.

E fontes de corrente colocadas em paralelo para realizar variações em torno do ponto médio. O controle é realizado conforme os blocos para função de transferência no domínio s , disponíveis no PSIM. Limitadores são colocados em série com cada um dos controladores de forma a manter a resposta controlada em intervalos de operação estáveis. O limitador de corrente foi configurado em 4, e o limitador para o ciclo de trabalho em 0,9. A função PWM é realizada analogicamente por meio da comparação do sinal de controle, com uma fonte de tensão triangular, com frequência 20 kHz e amplitude de 1V.

6.3.1 Variações na Bateria

A primeira simulação consiste na variação da tensão conforme ocorre durante um ciclo completo de carga na bateria. Para o carregamento em modo MPPT, a tensão varia livremente nos seus terminais. Este estágio será interpretado como uma rampa começando de 10,5V até 15,5V. Já no segundo estágio, a tensão será mantida constante, em 15,5V. No terceiro estágio será realizada uma transição entre modo de controle em tensão máxima para controle na tensão de flutuação. Este estágio será interpretado como a aplicação de um degrau com amplitude de -1,7V, e manutenção de tensão constante em 13,8V. Por fim, o descarregamento será simulado como uma rampa de 13,8V a 10,5V, com inclinação menor que no primeiro estágio de carregamento, uma vez que o descarregamento ocorre mais lentamente que o carregamento. As curvas de entrada e saída podem ser observadas na figura 74, e o desempenho quantitativo na tabela 15.



Figura 74 – Curvas da simulação do controle de tensão com variação na tensão da bateria.

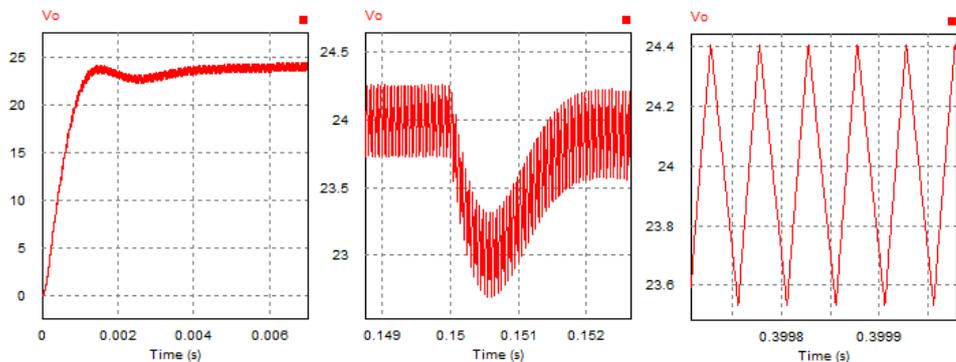


Figura 75 – Recortes amplificados das curvas de simulação do controle de tensão com variações na tensão da bateria (a), (b) e (c).

Tabela 15 – Resultados das simulações para variações na bateria

| Tempo (s) | Entrada | | Saída | | | | |
|------------|---------------|---------------|-------------------------|---------------|-------------|--------|-----------|
| | Forma de onda | Amplitude (V) | Tempo de Acomodação (s) | \bar{V} (V) | Erro RP (%) | Ripple | Overshoot |
| 0 a 0,1 | Rampa | 10,5 a 15,5 | 0,008 | 24,05 | 0,2% | 3,38% | 0 |
| 0,1 a 0,15 | Constante | 15,5 | - | 24,00 | 0% | 2,38% | - |
| 0,15 | Degrau | -1,7 | 0,005 | 23,97 | 0,13% | 2,75% | -4,33% |
| 0,2 a 0,4 | Rampa | 13,8 a 10,5 | - | 23,98 | 0,08% | 3,79% | - |

6.3.2 Variações na Carga

A carga acoplada à saída do conversor variará conforme o consumo de corrente dos instrumentos de medição, que se relaciona diretamente com o valor da medição em si. Uma vez que a faixa de medição está contida no intervalo de corrente de 4 a 20mA, e que a sua variação dependerá do processo em que está sendo utilizado, optou-se por utilizar uma fonte de corrente aleatória, com amplitude de variação de 25mA. É interessante analisar também o que ocorreria caso os instrumentos utilizados fossem de diferentes fabricantes

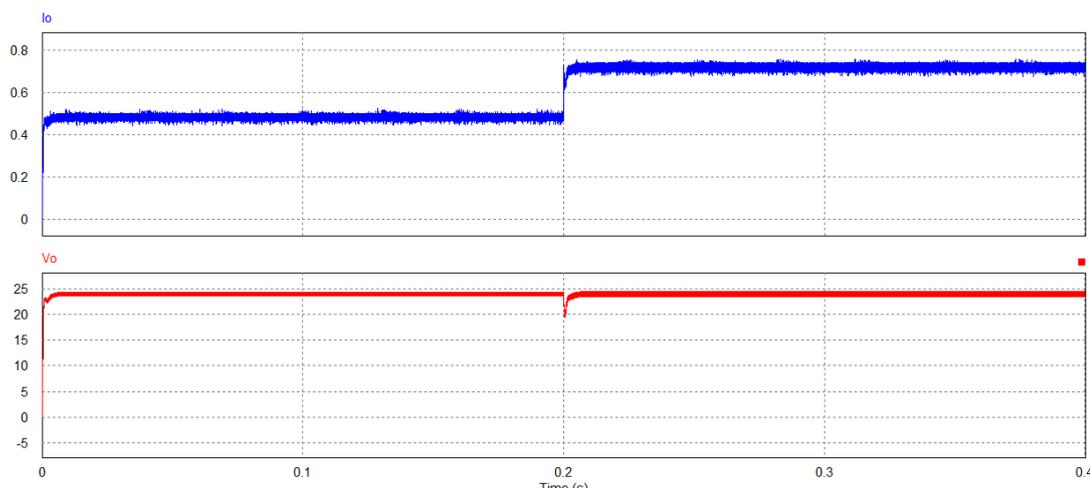


Figura 76 – Curvas da simulação do controle de tensão com variação na carga consumida.

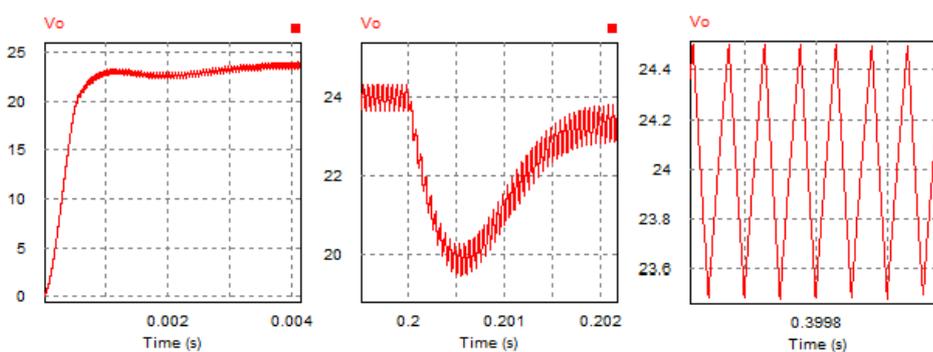


Figura 77 – Recortes amplificados das curvas de simulação do controle de tensão com variações na carga consumida (a), (b) e (c).

Tabela 16 – Resultados das simulações para variações na carga

| Tempo (s) | Entrada | | Tempo de Acomodação (s) | Saída | | | |
|-----------|---------------|---------------|-------------------------|---------------|-------------|--------|-----------|
| | Forma de onda | Amplitude (A) | | \bar{V} (V) | Erro RP (%) | Ripple | Overshoot |
| 0 a 0,4 | Aleatório | +/- 0,025 | 0,008 | 23,99 | 0,04% | 3,00% | 0 |
| 0,2 a 0,4 | Degrau | 0,250 | 0,008 | 23,96 | 0,17% | 3,13% | -17,6% |

ou possuíssem diferentes características de consumo. Para isso aplicou-se um degrau de 50% da carga nominal, 235mA, para observar se as características em regime permanente são também, compatíveis com as características de desempenho desejadas.

7 Conclusões e Propostas de Continuidade

O primeiro aspecto relevante do desenvolvimento deste trabalho está na metodologia empregada para o dimensionamento dos componentes do sistema e na modelagem adotada para a simulação.

Começando pela carga, apesar de seu dimensionamento ter sido realizado com base em uma solução comercial factível, não foram realizadas pesquisas mais profundas a respeito das variações dos equipamentos existentes, de forma a garantir que a solução proposta fosse genérica a qualquer carga consumidora. Consciente desta deficiência, foi simulada uma situação com variação de 50% do valor de potência estimada. Resultados demonstram ser possível utilizar este sistema com uma carga diferente da especificada, garantindo um nível de generalidade maior.

Em segundo lugar, tem-se o dimensionamento do painel. Percebeu-se que, para o nível de consumo da carga em questão, o principal fator limitador na escolha do painel foi, na realidade, o tempo de carga desejado para a bateria após um descarregamento completo. Uma vez que um descarregamento completo foi projetado para ocorrer apenas após 2 dias sem sol, o painel está a maior parte do tempo operando muito abaixo da sua capacidade máxima. Este fato foi constatado ao longo das simulações, quando notou-se que a tensão de entrada para a maior parte das situações se encontrava próximo à tensão de circuito aberto.

Já para as baterias, podem ser levantadas duas questões. A primeira é quanto a praticidade em se ter autonomia de 2 dias na situação em que o instrumento participa de uma malha de controle crítica para o processo. No geral, quando um CLP detecta a desconexão de algum de seus pontos, é comum a interrupção de todo o processo, significando perdas na produção. A segunda questão é quanto ao modelo adotado para a simulação da bateria. Ao longo do projeto enfrentou-se dificuldades em relação aos tempos requeridos para simulação com grandes capacitâncias, exigindo que este valor fosse constantemente alterado para valores menores. Como resultado, as rápidas dinâmicas de carregamento e descarregamento não permitiram a adoção dos critérios de corrente consumida pela bateria para a realização da transição entre os modos de controle, como inicialmente desejado.

Outro aspecto relevante do trabalho diz respeito ao projeto dos componentes dos dois conversores estáticos e suas respectivas malhas de controle em cascata - de tensão e corrente. Para tal, foi realizada a modelagem do circuito ideal em espaço de estados e utilizou-se a técnica do "fator k". Através de simulações de ambos os estágios conversores em separado, percebeu-se o atendimento geral dos critérios propostos para a tensão na saída. Um ponto a ser melhorado na estratégia de controle consiste na suavização das so-

brelevações experimentadas na presença de variações abruptas, como por exemplo quando o sistema é iniciado, ou na presença de sombreamentos repentinos

Por fim, teve-se o projeto do controlador de carga em si. Para que fosse possível a preservação da vida útil da bateria e, ao mesmo tempo, providenciar carregamento num curto intervalo de tempo, foi elaborada uma estratégia diferenciada para o controle do estado da carga, alternando entre MPPT e controle em tensão. Como mencionado anteriormente, as rápidas dinâmicas obtidas pela utilização de pequenas capacitâncias no lugar da bateria dificultaram o cumprimento das condições desejadas para transição entre modos. Para solucionar o problema, foi realizado um projeto em máquina de estados, não permitindo que o conversor transitasse de volta para o estágio anterior sem completar a passagem por todos os estados do ciclo de carregamento.

Em relação à estratégia de MPPT adotada, obteve-se, na maior parte das simulações, resultados com a potência do conversor convergindo para a potência máxima teórica entregue pelos painéis. A dificuldade encontrada foi ao realizar simulações com variações bruscas de irradiação. Neste caso, o MPPT interpretava a variação de potência percebida como uma consequência de sua ação de controle anterior, gerando uma próxima perturbação no sentido oposto. Com isso conclui-se que o algoritmo proposto não funcionaria, por exemplo, na presença de sombreamentos repentinos sobre o painel.

Até a implementação física do projeto proposto existem diversas linhas de aprimoramento. Algumas propostas de continuidade do trabalho aqui começado são:

- Obtenção de curvas reais de consumo dos instrumentos para simulação, através de ensaios no laboratório de instrumentação industrial.
- Incluir as não idealidades nos projetos dos componentes e na modelagem dos conversores.
- Especificar componentes reais para os conversores, incluindo os diodos, transistores, projeto do enrolamento dos indutores e dos dissipadores.
- Analisar a eficiência dos conversores projetados e comparar com outras possibilidades de topologia, como a configuração paralelo dos mesmos elementos, ou a realização de todo o projeto com um único estágio conversor.
- Estudo de modelos de baterias para simulação que retratem aspectos não considerados, como a taxa de auto-descarga e as não-linearidades da capacidade de armazenamento da bateria, taxa de carga e descarga.
- Explorar diferentes algoritmos para o MPPT de forma a aumentar a eficiência na obtenção do ponto de máxima potência.

Referências

- 1 ANEEL, Informações Gerenciais 3º Trimestre - Setembro 2016. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 27.
- 2 ANEEL 2016, Projetos de Pesquisa e Desenvolvimento de temas estratégicos regidos pela Resolução Normativa número 316/2008. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 28.
- 3 A. P. C. GUIMARÃES, C. M. RIBEIRO, L. E. G. BASTOS, L. C. G. VALENTE, P. C. D. SILVA, and R. X. D. OLIVEIRA, "Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos", CEPEL - CRESESB, 2004. Citado 13 vezes nas páginas 11, 33, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46 e 52.
- 4 JOHNSON CONTROLS, Manual técnico da bateria estacionária FREEDOM. [S.l.]. Citado 9 vezes nas páginas 11, 12, 15, 42, 43, 44, 58, 59 e 97.
- 5 POLITO BRAGA, MICHEL H. C. C., BRAGA, A. R. "Condicionamento de Sinais Transmissão em Tensão e Corrente Acomplamento de Ruído" - Slides da aula de Instrumentação Industrial UFMG. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 48.
- 6 N. MOHAN, T. UNDERLAND and W. ROBBINS, "Power Electronics: Converters, Applications and Design", John Wiley and Sons, 1989, New York. [S.l.: s.n.]. Citado 6 vezes nas páginas 11, 48, 49, 64, 65 e 67.
- 7 CEPEL, Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito - SUNDATA. Disponível em: <www.cresesb.cepel>. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 56.
- 8 A. POMILIO "Projeto de Sistemas de Controle Linear para Fontes Chaveadas", Universidade Estadual de Campinas, 2008, Campinas, Brasil. Citado 6 vezes nas páginas 13, 125, 126, 127, 128 e 129.
- 9 JULIO Igor López Seguel "Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital" - Dissertação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - UFMG. Citado 7 vezes nas páginas 15, 36, 44, 45, 57, 69 e 83.
- 10 ANEEL, Atlas de Energia Elétrica do Brasil, 2ed. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 60.
- 11 PORTAL Solar "SOLAR IMPULSE: O AVIÃO MOVIDO À ENERGIA SOLAR" - acessado em novembro de 2017. Citado na página 33.
- 12 BECQUEREL, E., "Memoires sur les effets electriques produits sous l'influence des rayons", Comptes Rendues 9 (1839) 561. Citado na página 34.
- 13 VELLÊRA A. M.; BRITO, M. C. M. S. d. H. F. F. d. C. d. U. d. L. L. . Citado na página 35.
- 14 REDAÇÃO do Site Inovação Tecnológica "Célula solar bate recorde de eficiência e pode viabilizar energia solar" Outubro 2007 - acessado em Novembro 2017. Citado na página 35.

- 15 FERNANDO Ely e Jacobus W. Swart, "Energia Solar Fotovoltaica de Terceira Geração" - Espaço IEEE 138, O setor Elétrico Outubro de 2014. Citado na página 35.
- 16 M. C. CAVALCANTI, K. C. OLIVEIRA, G. M. S. AZEVEDO, F. A. S. NEVES - Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems. Citado na página 36.
- 17 ABNT/CB-03 "1º Projeto de Revisão ABNT NBR 10899" Julho 2013. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 40.
- 18 J. A. GOW and C.D. MANNING, "Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies", IEE Proceedings-Electric Power Applications, 1999 - IET. Citado na página 37.
- 19 TONY MORGAN "Guide to charging Sealed Lead Acid batteries" Silvertel, Newport, South Wales. Citado na página 45.
- 20]P. S. C. VILELA, F. J. T. VIDAL, "Automação Industrial", Redes para Automação Industrial- LECA - DCA - Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Citado na página 46.
- 21 PLCESCADA. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 47.
- 22 PROF. RONALDO SILVA TRINDADE, M.Sc. "Transmissores de 4 a 20mA a dois fios". Citado na página 48.
- 23 SRđAN Lale1, Milomir Šoja1, Slobodan Lubura1, "A non-inverting Buck-Boost Converter with an Adaptive Dual Current Mode Control". Citado 2 vezes nas páginas 50 e 51.
- 24 ANEEL 2012, Resolução normativa No 493, de 5 de Junho de 2012. Citado na página 53.
- 25 H. D. VENABLE "The k-factor: A new Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis". Citado 3 vezes nas páginas 54, 81 e 95.
- 26 ENDRESS+HAUSER, Informações técnicas Cerabar M - PMC51, PMP51, PMP55. [S.l.]. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 62.
- 27 PHOENIX CONTACT, Manual técnico do sistema solar RAD-SOL-SET-24-200. [S.l.]. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 57.
- 28 PHOENIX CONTACT, Manual técnico do módulo de rádio RAD-900-IFS. [S.l.]. Citado na página 55.
- 29 PHOENIX CONTACT, Manual técnico do módulo de expansão de IØRAD-AI4-IFS. [S.l.]. Citado na página 55.
- 30 PHOENIX CONTACT, Manual técnico do controlador de carga RAD-SOL-CHG-24-10. [S.l.]. Citado na página 56.
- 31 YINGLI SOLAR, Manual técnico do painel YL150P-17b. [S.l.]. Citado na página 57.
- 32 NEOSOLAR ENGENHARIA. Citado na página 59.

-
- 33 JOHNINSON IMHOFF, "Desenvolvimento de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Autônomos - Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Julho de 2007. Citado na página 60.
- 34 R. ERICKSON, D. MAKSIMOVIC, "Fundamentals of Power Electronics," Kluber Academic Publishers, Second Edition, 2000, Massachusetts, USA. Citado 3 vezes nas páginas 67, 69 e 70.
- 35 PSIM, "TUTORIAL - Solar Module Physical Model" Outubro 2016. Citado na página 98.

Apêndices

APÊNDICE A – Projeto de sistemas de controle linear para fontes chaveadas utilizando o fator k

O método para determinação de compensadores para o controle linear de fontes chaveadas pelo fator k [8] é baseado no critério de estabilidade de Nyquist, que estabelece relações fundamentais entre a resposta em frequência do sistema em malha aberta com a estabilidade resultante em malha fechada.

Em um controle em malha fechada, a variável de saída do sistema é comparada com um valor de referência, produzindo um erro que produz a tensão de controle necessária. A comparação é feita através da realimentação negativa da variável de saída, equivalente a subtrair 180° da fase do sinal de saída. O projeto de compensadores pelo fator k parte do princípio que, se em alguma frequência onde a resposta apresenta ganho maior que 0 dB a fase for -180° , em malha fechada ele retornará à entrada 360° defasado, ou em fase com o sinal de referência, levando o sistema à instabilidade.

Existem 3 tipos de compensadores que são definidos a partir do seu número de polos e zeros, e conseqüentemente, da sua função de transferência. A definição do tipo de compensador a ser utilizado dependerá da sua característica de defasagem e da avaliação das características em malha aberta do sistema a ser compensado [8].

1. Tipo 1

Este circuito apresenta um polo na origem, o que significa uma defasagem constante de -90° (ou -270° quando se inclui os -180° provocados pela realimentação negativa de malha fechada) e uma atenuação de 20 dB/dec, vistos na figura 78.

A função de transferência do circuito, figura refcircuito1, é dada por:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{R_1 C_1 s} \quad (\text{A.1})$$

A frequência de corte para este compensador é:

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (\text{A.2})$$

2. Tipo 2

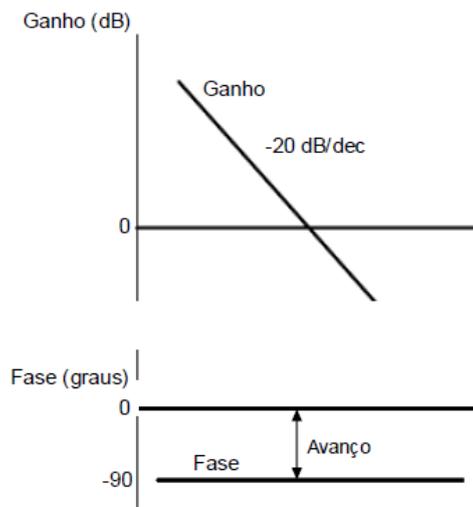


Figura 78 – Diagrama de Bode de um compensador tipo 1[8]

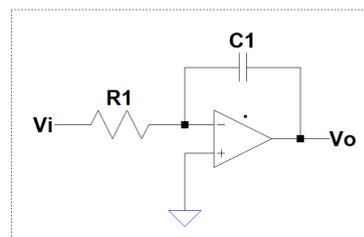


Figura 79 – Circuito do compensador tipo 1.

Este compensador apresenta um zero e dois polos, sendo um deles na origem (devido ao integrador). A defasagem sofre um crescimento entre -90° e 0° . O compensador tipo 2 oferece uma melhor resposta dinâmica em comparação com a lenta resposta do compensador tipo 1. Um par zero-polo é introduzido para dar uma faixa de frequência onde o ganho fica constante, nesta região é introduzido o avanço de fase. A região de ganho constante ocorre entre as frequências f_z e f_{p2} como se pode observar na figura 82.

O circuito do compensador tipo 2 pode ser visto pela figura 81.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{R_1 C_1 s} \tag{A.3}$$

A função de transferência é deste circuito é:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1 + 2R_1 C_1}{s R_1 (C_1 + C_2 + s R_2 C_1 C_2)} \tag{A.4}$$

A frequência do zero é:

$$f_z = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \tag{A.5}$$

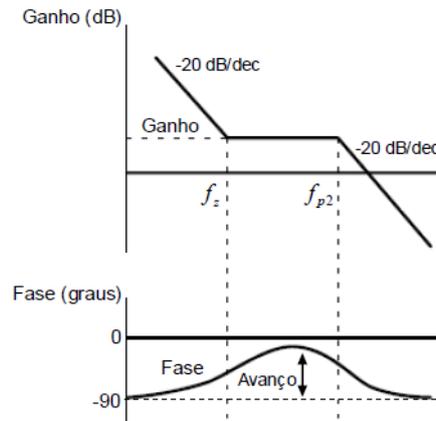


Figura 80 – Diagrama de Bode de um compensador tipo 2[8]

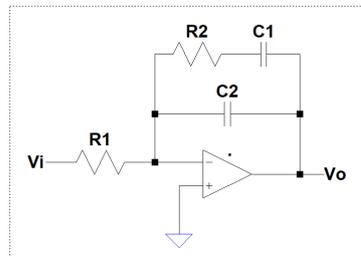


Figura 81 – Circuito do compensador tipo 2

A frequência do polo distinto de zero é:

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_2 C_1 C_2} \quad (\text{A.6})$$

3. Tipo 3

Este compensador apresenta um polo na origem e dois pares de zero – polo. A figura 3 mostra o diagrama de bode para este compensador. Pode se observar que o ganho para baixas frequências decresce a -20 dB/dec devido ao polo na origem, o ganho permanece constante entre a frequência dos zeros f_{z1} e f_{z2} . Após de f_{z2} o efeito do segundo zero faz que o ganho aumente a razão de 20 dB/dec até na proximidade de f_{p2} . Após de f_{p2} o ganho fica constante pela influência deste polo até a proximidade de f_{p3} . Após desta frequência o ganho decresce novamente a razão de -20 dB/dec. Para um melhor desempenho deste controlador, em malha fechada, a frequência de corte deve ocorrer entre f_{z2} e f_{p2} . A figura 83 mostra o circuito deste compensador.

A função de transferência é:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{(1 + sC_1R_2)(1 + C_3R_3s + C_3R_1s)}{sR_1(C_1 + C_2 + sR_2C_1C_2)(1 + R_3C_3s)} \quad (\text{A.7})$$

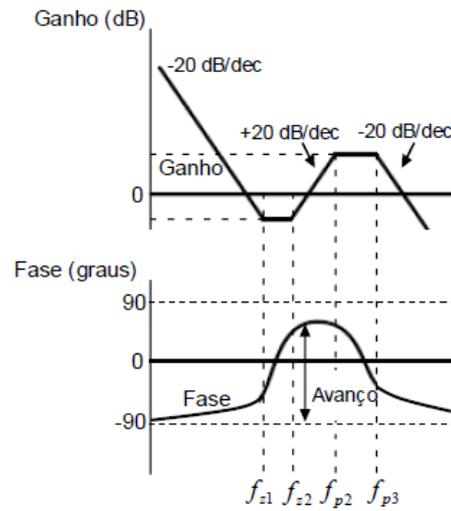


Figura 82 – Diagrama de Bode de um compensador tipo 3[8]

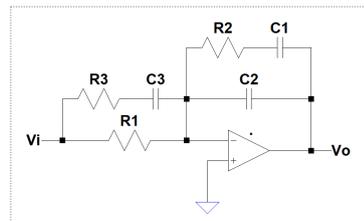


Figura 83 – Circuito do compensador tipo 3

Os zeros e polos para este compensador são:

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \tag{A.8}$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_3) C_3} \tag{A.9}$$

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_2 C_1 C_2} \tag{A.10}$$

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \tag{A.11}$$

O fator k

O fator k é uma ferramenta matemática para definir a forma e a característica da função de transferência. O fator k será uma medida da redução do ganho em baixas frequências e do aumento de ganho em altas frequências, o que se faz controlando a alocação dos polos e zeros do controlador, em relação à frequência de cruzamento (do

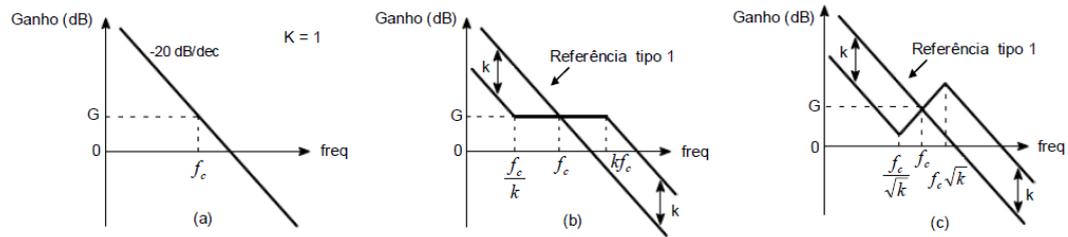


Figura 84 – Diagrama do fator k

inglês - "*crossover*") do sistema (f_c) [8]. A figura 84 (a),(b) e (c) mostra a relação do fator k com a função de transferência.

Para um circuito do tipo 1, k vale sempre 1. Para o tipo 2, o zero é colocado um fator k abaixo de f_c , enquanto o pólo fica um fator k acima de f_c . No tipo 3, um zero duplo está alocado um fator \sqrt{k} abaixo de f_c , e o pólo (duplo), \sqrt{k} acima de f_c . Sendo f_c a média geométrica entre as alocações dos zeros e pólos, o pico do avanço de fase ocorrerá na frequência de corte, o que melhora a margem de fase. Seja α o avanço de fase desejado. Para um circuito do tipo 2, o fator k é dado por:

$$k = \operatorname{tg}\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{A.12})$$

E para um circuito tipo 3:

$$k = \left(\operatorname{tg}\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{2}\right)\right)^2 \quad (\text{A.13})$$

Passo a passo para o projeto do compensador:

1. Traçar o diagrama de Bode do conversor
2. Escolha da frequência de corte (em malha fechada) desejada. Quanto maior esta frequência, melhor a resposta dinâmica do sistema. No entanto, para evitar os efeitos do chaveamento sobre o sinal de corrente, tal frequência deve ser inferior a $1/5$ da frequência de operação da fonte.
3. Escolha a margem de fase desejada. Entre 30° e 90° , 60° é um bom compromisso.
4. Determinação do ganho do compensador (A_v) necessário para que se obtenha a frequência de corte desejada. Conhecida a frequência de corte e ganho do sistema (em malha aberta), o ganho do controlador deve ser tal que leve, nesta frequência, a um ganho unitário em malha fechada.
5. Determine o avanço de fase requerido, de acordo com a equação:

$$\alpha = M - \theta - 90^\circ \quad (\text{A.14})$$

Onde M representa a margem de fase desejada e θ a defasagem provocada pelo sistema.

6. Escolha o tipo de compensador. Escolha o compensador tipo 1 quando o avanço de fase não é requerido, escolha o tipo 2 quando o avanço de fase requerido é menor que 90° , escolha tipo 3 quando o avanço de fase é maior que 90° e menor que 180° .
7. Calcule o fator k . O fator k pode ser obtido das equações A.12 e A.13. A alocação dos zeros e polos determinará os componentes, de acordo com as equações mostradas a seguir:

Para o tipo 1:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi * fc * Av * R_1} \quad (\text{A.15})$$

Para o tipo 2:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi * k * fc * Av * R_1} \quad (\text{A.16})$$

$$C_1 = C_2(k^2 - 1) \quad (\text{A.17})$$

$$R_2 = \frac{k}{2\pi * fc * C_1} \quad (\text{A.18})$$

Para o tipo 3:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi * fc * Av * R_1} \quad (\text{A.19})$$

$$C_1 = C_2(k - 1) \quad (\text{A.20})$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{k}}{2\pi * fc * C_1} \quad (\text{A.21})$$

$$R_3 = \frac{R_1}{k - 1} \quad (\text{A.22})$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi * fc * R_3 * \sqrt{k}} \quad (\text{A.23})$$

APÊNDICE B – Código MPPT P&O

Simplified C Block

```

float P_nominal = 150; //Potência Nominal do Painel
float Vbat_min = 10.5; //Tensão mínima da bateria
float Vbat_max = 15.5; //Tensão máxima da bateria = Tensão de equalização
float Vbat_float = 13.8; //Tensão de flutuação da bateria
float Ibat_min = 0.94; //1% da capacidade da bateria (C10)

static double Vbat = 0.0, Ibat = 0.0, V_atual = 0.0, V_passado = 0.0, I_atual = 0.0, I_passado
= 0.0, P_atual = 0.0, P_passado = 0.0, delta_I = 0.0, Iref = 0;

int LoadOff = 1, CT; // Comando de desconexão de carga, ativação da malha de tensão
double Vref_CT = 15.5; // Tensão de referência
static int i = 0, state = 0; //contador, estado

//Entradas do bloco do controlador de carga

V_atual = x1;
I_atual = x2;
Vbat = x3;
Ibat = x4;
delta_I = x5;
P_atual = V_atual * I_atual;

if (i == 20){
if(state==0){ //Estado 0 = MPPT
if((Vbat >= 11)&&(Loadoff == 0))state = 4;
if(Vbat >= Vbat_max) state = 1;
else if (I_atual <= 0.1) state = 1; //Painel não está produzindo energia
else{
CT=0; //Controle de Tensão Desligado
if (P_atual >= P_passado){
if (I_atual > I_passado) Iref = Iref + delta_I;
else Iref = Iref - delta_I;
}
if(P_atual < P_passado){
if(I_atual > I_passado) Iref = Iref - delta_I;
else Iref = Iref + delta_I;
}
}
P_passado = P_atual;

```

```

I_passado = I_atual;
if (Iref>23) Iref = 23; //Corrente máxima no indutor
if((Iref<0)) Iref = 0;
}
}

if(state == 1){ //Controle de Tensão Vref = 15,5V
if(Ibat<Ibat_min) state = 2;
else{
CT=1; //Controle de Tensão Ligado
Iref = 0; //MPPT desligado
Vref_CT = Vbat_max;
}
}

if(state == 2){ //Controle de Tensão Vref = 13,8V
if((Vbat<13)&&(I_atual>0.1)) state = 0; // MPPT se o painel estiver energizado
if(Vbat<10.5) state = 3; //Desconexão de carga
else{
CT=1; //Controle de Tensão Ligado
Iref = 0; //MPPT desligado
Vref_CT = Vbat_float;
}
}

if(state == 3){ //Desconexão de carga
LoadOff = 0; //Carga Desconectada state = 0;
}

if(state == 4) { //Reconexão da carga
LoadOff = 1;
state = 0; //MPPT
}

//Saídas do bloco do controlador de carga
y1 = Vref_CT; //Referência de tensão
y2 = Iref; //Referência de corrente do modo MPPT
y3 = CT; //Desacoplador de malha de tensão
y4 = LoadOff; //Desconexão da carga
y5 = P_atual; //Potência calculada pelo MPPT
}
else i++;

```