

Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital

Julio Igor López Seguel

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Junior

Co-orientador: Prof. Dr. Pedro Francisco Donoso Garcia

Belo Horizonte, Agosto de 2009

Dedico este trabajo y todo el esfuerzo puesto en su desarrollo, a mis seres queridos, por tener la fuerza para lidiar con la tristeza de nuestra difícil separación, en especial a mi gran amor Maribel, a mis hijos Julio, Lucianno y Sofía, a mis hermanos Jose Luis y Carolina, a mi padre Luis, a mi tía Yolanda, y a mi querida abuelita Ana que me acompaña desde el cielo.

Agradecimentos

Agradeço à Universidade Federal De Minas Gerais por ter me aceitado no seu Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Aos professores do GEP pela colaboração no desenvolvimento deste trabalho, em especial ao professor Porfírio Cabaleiro Cortizo, por todo o seu tempo dispensado, orientação, e grande ajuda prestada no desenvolvimento da bancada experimental.

Aos professores Pedro Donoso Garcia e Isaac Seleme Junior por haver tido sempre uma excelente disposição para me ajudar nos momentos que precise deles.

À Texas Instruments pela sua colaboração no fornecimento do DSP TMS320F2812.

A meus colegas de laboratório, Douglas, Igor, Helbert e Ruben por a acolhida e bons momentos compartilhados, que fizeram de minha estada no Brasil ainda mais grata.

À Universidad Arturo Prat de Iquique e ao Programa MECESUP do Governo de Chile por ter financiado esse trabalho.

Sumário

Resumo	iv
Abstract.....	vi
Lista de símbolos	viii
Lista de Abreviações	xiii
Capítulo 1: Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.1.1 O caso de Brasil.....	1
1.1.2 O caso de Chile	3
1.3 Objetivos	4
1.3.1 Objetivos gerais	4
1.3.2 Objetivos específicos	4
Capítulo 2: Elementos de um sistema de geração de energia elétrica fotovoltaica	6
2.1 Introdução.....	6
2.2 Sistemas fotovoltaicos isolados.....	7
2.3 Painel fotovoltaico.....	9
2.3.1 Princípio de funcionamento de uma célula fotovoltaica de silício	9
2.3.2 Modelo elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica.....	12
2.3.3 Características elétricas dos painéis fotovoltaicos	14
2.3.4 Efeitos dos fatores meteorológicos nas características elétricas dos.....	16
módulos fotovoltaicos	16
2.3.5 Efeito das resistências intrínsecas nas características elétricas dos módulos	
fotovoltaicos	18
2.4 Conversores Estáticos	19
2.4.1 Conversores Estáticos CC-CC	20
2.5 Baterias.....	21
2.5.1 Conceitos básicos de uma bateria de chumbo ácido	22
2.5.2 Processo de carga	28
2.5.3 Modelos para uma bateria	29
2.5.4 Dispositivo de desconexão por Baixa Tensão	32
2.5.5 Dispositivo de bloqueio de Corrente Reversa.....	32
2.6 Conclusões	33
Capítulo 3: Dimensionamento do sistema fotovoltaico	35
3.1 Introdução.....	35
3.2 Determinação do consumo da residência	36
3.3 Níveis de radiação solar da localidade	36
3.4 Dimensionamento do arranjo fotovoltaico	37
3.5 Dimensionamento do banco de baterias	40
3.6 Modelo do painel fotovoltaico	42
3.7 Escolha da topologia do conversor CC-CC	45
3.8 Dimensionamento do conversor Buck	47
3.8.1 Determinação do indutor	49
3.8.2 Cálculo físico do indutor de filtragem.....	51

3.8.3 Determinação do capacitor de saída do Buck	63
3.8.4 Determinação do capacitor C_i de entrada do Buck	65
3.8.5 Determinação do Mosfet.....	68
3.8.6 Determinação do diodo do Buck.....	71
3.8.7 Cálculo térmico dos semicondutores	72
3.8.8 Eficiência do conversor Buck.....	75
3.8.9 Eficiência do conversor para outras topologias	76
3.10 Conclusões	80
Capítulo 4: Técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência.....	81
4.1 Introdução.....	81
4.2 Técnica Tensão constante (CV)	83
4.3 Técnica Perturba e Observa (P&O).....	92
4.4 Técnica Condutância Incremental (IncCond)	100
4.5 Comparação entre as técnicas	108
4.6 Resultados da simulação.....	111
4.7 Conclusões	113
Capítulo 5: Controle de carga baseado no conversor Buck	114
5.1 Introdução.....	114
5.2 Estratégia de controle do carregador	116
5.3 Modelagem de conversores estáticos	118
5.3.1 Equações do espaço de estado.....	118
5.3.2 Modelagem do conversor Buck	121
5.4 Projeto dos compensadores analógicos.....	130
5.4.1 Definição dos tipos de compensadores.....	131
5.4.2 Projeto da malha de controle de corrente.....	139
5.4.3 Projeto da malha de controle de tensão	144
5.5 Simulações do sistema contínuo	148
5.6 Discretização dos compensadores.....	151
5.7 Conclusões	156
Capítulo 6: Resultados experimentais	158
6.1 Introdução.....	158
6.2 Protótipo do carregador de baterias	158
6.3 Arranjo fotovoltaico	160
6.4 Banco de baterias.....	161
6.5 Medições das tensões e correntes	162
6.5.1 Medição da tensão e corrente do arranjo fotovoltaico	162
6.5.2 Medição da tensão e corrente no banco de baterias.....	164
6.6 Algoritmo MPPT implementado em DSP.....	166
6.6.1 Ensaio do desempenho do algoritmo MPPT	169
6.6.2 Resultado diário.....	171
6.7 Ensaio de carregamento do banco de baterias	174
6.8 Conclusões	176
Capítulo 7: Conclusões gerais e propostas de continuidade.....	177
Referências bibliográficas.....	180
Apêndice	186

A) Procedimento de ajuste do painel fotovoltaico.....	186
B) Modelagem do conversor Buck.....	190
B.1) Modelo médio do conversor	190
B.2) Modelo linearizado do conversor Buck	197
C) Modulação por largura de pulso	201
D) Rotina para simulação do painel implementada em Matlab	202
E) Radiação solar horária média mensal.....	203

Resumo

O presente trabalho apresenta o projeto de um carregador de baterias de chumbo ácido para aplicações em sistemas fotovoltaicos autônomos de baixo consumo de energia, a partir de um conversor de potência tipo Buck, com controle digital para o processo de carregamento por meio de um processador digital de sinais TMS320F2812 de Texas Instruments.

Para auxiliar o dimensionamento dos componentes do conversor de potência foi simulado o arranjo fotovoltaico, ajustados seus parâmetros ao de um módulo comercial, os resultados obtidos mostraram a concordância das curvas características simuladas e aquelas fornecidas pelo fabricante.

Visando maximizar a energia produzida pelos painéis fotovoltaicos é utilizada uma técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT - maximum power point tracking). Para a escolha da técnica MPPT foi realizado um estudo comparativo das três técnicas mais utilizadas: tensão constante (CV - Constant Voltage), perturbação e observação (P&O - Perturbation and Observation) e condutância incremental (IncCond - Incremental Conductance). A análise foi feita através de simulações que consideraram diversas condições de operação do arranjo fotovoltaico.

São propostas baterias eletroquímicas para o armazenamento da energia elétrica convertida pelos painéis fotovoltaicos. Ao analisar as curvas de tensão e de corrente de uma bateria, percebe-se a necessidade de uma elaborada estratégia de controle para providenciar o carregamento. Deseja-se carregar completamente as baterias, dentro de seus limites, o mais rápido possível já que o período diário de geração de energia fotovoltaica é limitado. Para garantir o carregamento completo, rápido e seguro das baterias uma estratégia de controle diferenciada para o conversor Buck é apresentada. Na condição de bateria descarregada, é importante que o arranjo de módulos fotovoltaicos funcione no ponto de máxima potência, para aplicar o maior valor de corrente às baterias visando carregá-las o mais rápido possível. Quando a tensão da bateria atingir o valor máximo permitido pelo fabricante (tensão de equalização), o carregamento deve continuar a tensão constante com limitação de corrente para evitar danos da bateria pela formação excessiva de gás.

Para o conversor Buck é apresentada a técnica das variáveis médias no espaço de estado para a obtenção de um modelo linear, válido para pequenas variações em torno do seu ponto de operação no estado permanente. Com esse modelo foram obtidas as funções de transferência necessárias para o projeto dos compensadores analógicos, os quais foram digitalizados através de técnicas de discretização visando manter um desempenho semelhante.

Resultados de simulações obtidas com o programa Matlab, bem como resultados experimentais obtidos com um protótipo implementado no laboratório são usados para testar o desempenho do carregador, e seus compensadores.

Abstract

This work presents the design and development of a battery charger aiming at applications in autonomous photovoltaic systems of low energy consumption, using a Buck type converter with digital control for the loading process based on a digital signal processor TMS320F2812 from Texas Instruments.

In order help dimensioning the converter components the photovoltaic set was simulated, its parameters were adjusted according to a commercial module and the results showed similarity with the characteristic curves provided by the manufacturer.

Aiming at the maximum energy produced by the photovoltaic panels, thus reducing the charging cycle, a maximum power point tracking – MPPT technique was used. In order to choose the most adequate approach, a comparative study was carried on with the three most used MPPT techniques: Constant Voltage - CV, Perturbation and Observation – P&O and Incremental Conductance – IncCond. The analysis was made based on simulations which have taken into account varied operation conditions of the photovoltaic set.

Electrochemical batteries are the ones proposed for the converted photovoltaic energy storage. Through the analysis of the voltage and current curves of such batteries, it is clear that one needs an elaborated control strategy in order to provide an adequate charging cycle. It is desired to completely charge the batteries, within its specified limits, as fast as possible, once the daily generation period is limited. In order to guarantee a complete, fast and secure charge of the batteries, a differentiated control strategy for the Buck converter is presented. When starting the charging process with the batteries discharged, it is desired that the photovoltaic modules operate at their maximum power, so that the batteries will charge as fast as possible. When the battery voltage reaches the maximum specified value (equalizing voltage), the charging process must go on with this constant voltage level and with current limitation in order to avoid damages to the battery due to excessive gas production.

A linear model for the Buck converter is obtained, based on state space averaged variables, valid for small signal perturbation around a given operating point. With this model, transfer functions were obtained, which were used for the design of the analogical compensators, which were digitalized through appropriate discrete time approaches.

Simulation results obtained using Matlab, as well as experimental tests made in a prototype developed in laboratory, were carried on in order to validate the project and test the charger performance.

Lista de símbolos

A_{con}	Área do condutor
A_e	Área efetiva da perna central do núcleo.
A_{Skin}	Área do condutor que minimiza o efeito pelicular
$A_{Skin+isol}$	Área do condutor mais a camada de isolamento
A_{total}	Área total ocupada pelos condutores
A_w	Área da janela onde é situado o enrolamento.
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético
C	Capacitor da saída do Buck
C_{ds}	Capacitância dreno-source
C_{gd}	Capacitância gate-dreno do Mosfet
C_{in}	Capacitor da entrada do Buck
C_{iss}	Capacitância de entrada do Mosfet
C_{gs}	Capacitância gate-source do Mosfet
C_{oss}	Capacitância de saída do Mosfet
C_{rss}	Capacitância de transferência do Mosfet
D	Ciclo de trabalho
D_{min}	Ciclo de trabalho mínimo
E_G	Energia do band-gap do material da célula fotovoltaica
f	Frequência de chaveamento
f_p	Frequência de um polo
F_u	Fator de ocupação do cobre dentro do carretel.
f_z	Frequência de um zero
G	Ganho algoritmo tensão constante
G_I	Compensador analógico de corrente
G_{id}	Função de transferência do ciclo de trabalho em relação à corrente no indutor
G_{iP}	Função de transferência corrente de carga em relação à corrente no indutor
G_{iPV}	Função de transferência tensão de entrada em relação à corrente no indutor

G_{MCF}	Função de transferência do laço interno de corrente em malha fechada
G_{oi}	Função de transferência corrente do indutor em relação à tensão de saída
G_V	Compensador analógico de tensão
G_{voi}	Função de transferência tensão de saída - referência de corrente
H_1	Função de transferência do ganho sensor de corrente
H_2	Função de transferência do ganho sensor de tensão
H_2SO_4	Ácido sulfúrico
I	Corrente fornecida pelo painel ao circuito externo
I_{BULK}	Corrente de carga profunda
I_{dia}	Consumo diário de corrente
$I_{diaCorr}$	Consumo diário de corrente corrigida
I_L	Corrente quiescente do indutor
I_{Lpico}	Corrente pico pelo indutor
I_{Lrms}	Corrente eficaz pelo indutor
I_{max}	Corrente de máxima potência
I_O	Corrente de saída média
I_{Omax}	Corrente de saída média máxima
i_p	Perturbação de corrente de carga
I_{ph}	Corrente fotogerada
I_r	Corrente de saturação reversa
i_{ref}	Referência de corrente
I_{rr}	Corrente de saturação reversa na temperatura de referência
I_{SC}	Corrente de curto-circuito da célula
I_{TC}	Corrente de flutuação
I_{total}	Consumo total de corrente
J_{max}	Máxima densidade de corrente elétrica no cobre do fio
k	Constante de Boltzmann
K_f	Coefficiente de perdas por correntes parasitas
K_h	Coefficiente de perdas por histerese

K_M	Função de transferência do modulador PWM
k_1	Fator de tensão,
L	Indutância do Buck
l_{gap}	Comprimento do entreferro
N	Número de espiras
n	Fator de idealidade
$n_{condutores}$	Número de condutores
n_p	Número de células conectadas em paralelo do painel fotovoltaico
n_s	Número de células conectadas em série do painel fotovoltaico
$P_{arranjo}$	Potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico
P_{aut}	Potência autonomia
Pb	Chumbo
PbO_2	Dióxido de chumbo
$PbSO_4$	Sulfato de chumbo
$P_{c_{ds}}$	Perdas pelo descarregamento da capacitância dreno-source do Mosfet
P_{chav}	Perdas de chaveamento do Mosfet
P_{cobre}	Perdas no cobre do indutor
P_{cond}	Perdas de condução do Mosfet
P_{diodo}	Perdas de condução do diodo Schottky
P_{min}	Potência mínima do gerador
$P_{minCorr}$	Potência mínima do gerador corrigida
P_{mosfet}	Perdas totais no Mosfet
P_{nucleo}	Perdas magnéticas no indutor
P_t	Perdas totais no semicondutor
q	Carga do elétron
R_{CD}	Resistência térmica de contato entre o semicondutor e o dissipador
R_{cobre}	Resistência do enrolamento
R_{DA}	Resistência térmica dissipador-ambiente
$r_{ds(on)}$	Resistência dreno-source na condução do Mosfet

R_{jC}	Resistência térmica junção-cápsula
R_L	Perdas ôhmicas no indutor
R_P	Resistência intrínseca paralelo do painel fotovoltaico
R_S	Resistência intrínseca série do painel fotovoltaico
R_{SE}	Resistência série equivalente do capacitor
r_T	Resistência de condução direta do diodo
S	Radiação incidente.
SP	Número de horas de sol pleno
T	Temperatura da célula
T_A	Temperatura ambiente
T_a	Período de amostragem das técnicas MPPT
T_{ca}	Período de conexão-desconexão do arranjo fotovoltaico
T_C	Temperatura do encapsulamento
T_D	Temperatura do dissipador
T_j	Temperatura da junção
T_r	Temperatura de referência
T_S	Período de amostragem
V	Tensão fornecida pelo painel ao circuito externo
V_C	Tensão quiescente do capacitor
V_{CHGENB}	Valor limite de tensão
V_e	Volume magnético efetivo do núcleo
V_f	Queda de tensão no diodo na condução
V_{FLOT}	Tensão de flutuação
V_i	Tensão média de entrada
$V_{i\max}$	Tensão média máxima de entrada
V_{\max}	Tensão de máxima potência
V_O	Tensão média de saída
V_{OC}	Tensão de circuito aberto
V_{OCH}	Tensão de equalização

$V_{O\min}$	Tensão média mínima de saída
v_{ref}	Referência de tensão
$V_{ref\max}$	Tensão de referência de máxima potência
V_{PV}	Entrada de tensão para a modelagem do conversor
W_L	Energia a armazenar no indutor
$W_{L\max}$	Máxima energia a armazenar no indutor
α	Avanço de fase
α_T	Coefficiente de temperatura da corrente de curto-circuito
Δ	Profundidade de penetração
ΔB	Excursão da densidade de fluxo magnético (Tesla).
Δi_L	Ondulação de corrente no indutor
ΔQ_{in}	Variação de carga do capacitor de entrada do Buck
ΔV	Tamanho da perturbação das técnicas P&O e IncCond
$\Delta V_{O,cap}$	Ondulação de tensão no capacitor provocada pela variação de carga
$\Delta V_{O,RSE}$	Ondulação de tensão provocada pela resistência série equivalente
ΔW	Faixa de tolerância algoritmo IncCond.
η	Eficiência esperada para o conversor Buck
μ_e	Permeabilidade relativa equivalente do núcleo
μ_0	Permeabilidade do núcleo
μ_r	Permeabilidade relativa do núcleo
ρ_{fio}	Resistividade do fio
τ	Retardo devido ao processo de digitalização

Lista de Abreviações

A/D	Conversor analógico – Digital
AM	Air mass
CEPEL	Centro de referência para energia solar e eólica
CV	Constant Voltage
DSP	Digital Signal Processor
ESR	Resistência parasita série do capacitor do Buck
FF	Fator de forma
IEC	International Electrotechnical commission
IncCond	Incremental Conductance
LRV	Load Reconnection Voltage
LVD	Load Voltage Disconnection
MPP	Ponto de máxima potência
MPPT	Rastreamento do ponto de máxima potência
NOCT	Normal operating cell temperature
P&O	Perturbation and Observation
PWM	Pulse Width Modulation
STC	Standard test condition

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

1.1.1 O caso do Brasil

O constante desenvolvimento do setor industrial mundial, e o aumento na utilização de equipamentos elétricos numa diversidade de atividades humanas fizeram com que a demanda por energia elétrica aumentasse em forma exponencial nas últimas décadas. Este aumento na demanda não foi acompanhado da mesma taxa de investimentos no setor de geração de energia elétrica, o que provocou que alguns países tenham experimentado muitos problemas no seu sistema energético [1].

Atualmente a matriz energética mundial esta composta, em sua grande maioria por combustíveis fósseis. Carvão, petróleo e gás natural são os responsáveis por 80% da geração mundial de energia [2]. Essa grande dependência deste tipo de energia provocou, nas últimas décadas, mudanças climáticas a nível global. As emissões de gases poluentes como o dióxido de carbono, resultante da combustão de combustíveis de origem fósseis, tem provocado o aquecimento da atmosfera (efeito estufa). Além disso, os combustíveis fósseis são fontes de energia não renováveis. As reservas destas fontes de energia vão se esgotar em algum momento, só resta saber quando.

Estes problemas lograram chamar a atenção da sociedade, assim governos de diversos países começaram a desenvolver medidas para tentar parar o aumento indiscriminado do uso de combustíveis fósseis, e incentivar o uso de fontes alternativas renováveis. Um exemplo é o protocolo de Kyoto, o qual obriga a países desenvolvidos a reduzir as emissões de gás carbônico em pelo menos 5.2% até o ano 2012, em relação aos níveis alcançados em 1990. A comunidade científica também esta contribuindo ativamente à solução do problema da energia elétrica, por quanto tem sido feito um grande esforço na busca de formas alternativas e ecologicamente corretas de produzir energia.

Dentre as fontes alternativas, se destaca sem dúvida a energia solar fotovoltaica, por ser uma das fontes primárias menos poluentes, além disso, também se destaca por ser uma fonte silenciosa, modular, necessitar de pouca manutenção, possuir prazos de instalação e operação muito pequenos [3], provocar impacto ambiental quase nulo e poder ser facilmente integrada às construções, gerando eletricidade localmente, sem a necessidade de linhas de transmissão que provocam perdas e alto impacto ambiental.

Porém, os altos custos dos módulos fotovoltaicos sempre foram o principal problema desta tecnologia. Até a década de 70 sua utilização era restrita a aplicações bem específicas, como as espaciais, onde altos orçamentos eram empregados. Devido à crise gerada pelo petróleo na década de 70 a energia fotovoltaica começou a receber importantes investimentos [4], tanto do setor público, por meio de programas de incentivos governamentais, como de empresas privadas que vislumbraram na energia solar fotovoltaica uma boa oportunidade para investimentos.

Como consequência das políticas de investimentos na pesquisa e no desenvolvimento dos painéis fotovoltaicos, a sua produção mundial e a demanda cresceram consideravelmente, desta forma os custos da geração fotovoltaica de energia elétrica diminuíram significativamente [5]. Com esta redução dos custos, os sistemas fotovoltaicos se tornaram mais acessíveis e começaram a ser utilizados principalmente em lugares remotos e de clima inóspito.

Nestes últimos anos, o governo de Brasil desenvolveu importantes programas para a disseminação das energias renováveis. Merece destaque o programa PRODEEM (Programa de Desenvolvimento Energético de Estados e Municípios), o PROINFA (Programa de Incentivo as Fontes Alternativas) e o Programa Luz para Todos. Todos estes programas têm como objetivo final acabar com a exclusão elétrica no país.

No cenário mundial a maioria dos sistemas fotovoltaicos são conectados à rede elétrica convencional, porém no Brasil os programas governamentais tem priorizado a instalação de sistemas fotovoltaicos autônomos. Estes sistemas são instalados em comunidades eletricamente isoladas com o objetivo de utilizar a energia como vetor de desenvolvimento social e econômico, facilitando o acesso aos serviços de saúde, educação, abastecimento de água e saneamento [6].

O Brasil está situado numa zona de insolação bastante elevada [7], porém a energia fotovoltaica ainda não é bem explorada no país. O fato que Brasil tenha muitos recursos hídricos, incentiva a geração de energia elétrica através de grandes usinas hidrelétricas. Contudo, a geração de energia de forma centralizada, possui suas peculiaridades, uma vez que geralmente as grandes usinas estão localizadas distante dos centros consumidores, precisando assim de grandes linhas de transmissão, tornando economicamente inviável levar energia a comunidades isoladas. Em tais situações, a energia fotovoltaica assoma como uma alternativa economicamente mais interessante, quando comparado aos custos necessários para a implantação de linhas de transmissão até essas comunidades.

1.1.2 O caso de Chile

Chile possui uma grande variedade de recursos naturais e através da produção, adição de valor e exportação de tais recursos tem surgido como uma economia bem sucedida. Porém, o Chile tem limitados recursos energéticos de origem fóssil, possuindo uma produção interna que está diminuindo em forma permanente e é desprezível. O país confia em excesso nas importações de combustível para satisfazer a demanda crescente de energia, convertendo o país em um importador nato de energia.

Por outro lado, o Chile é dotado de forma abundante com recursos energéticos renováveis: hídricos, geotérmicos, eólicos, e solar. Porém, uma avaliação de recursos energéticos renováveis a grande escala não foi conduzida para a eólica e a solar, e em consequência, nenhum esforço de planejamento energético que considere estas fontes renováveis tem sido até agora considerado. A energia solar é raramente utilizada, limitando-se a painéis fotovoltaicos para eletricidade rural, sendo sua contribuição total à matriz energética desprezível. O deserto de Atacama na região norte do país é uma das melhores regiões do mundo para aproveitamento da energia solar, baseados em dados de densidade de energia obtidos de várias fontes. A avaliação do recurso solar no Chile data dos anos 60, quando esforços que foram dirigidos pela Universidade Técnica Federico Santa Maria, levantaram dados de aproximadamente 70 piranógrafos, e dispositivos Campbell-Stokes, abrangendo um período de 20 anos [55].

Nos últimos anos a política chilena começou a considerar com maior relevância a segurança energética. A variável de segurança de subministro a tomado grande importância, atingindo um patamar similar ao de níveis de custos. Não pode-se ter energia

barata que não seja segura. Mas a energia solar não somente é um tema de solução energética, pois o desenvolvimento desta energia seria um aspecto muito positivo para aproveitar as vantagens comparativas que tem Chile, para posicioná-lo como líder em pesquisas em energia solar, pois depois de tudo já conta com um excelente laboratório de provas “o deserto de Atacama”. Este trabalho procura em parte contribuir em esse sentido, adquirindo conhecimento e experiência que sirvam como ponto de partida em futuras linhas de pesquisa nesta área no meu país.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivos gerais

- Projetar, simular e implementar um carregador de baterias para um sistema fotovoltaico autônomo de pequena potencia, utilizando um conversor Buck como interface entre a arranjo fotovoltaico e o banco de baterias.

1.3.2 Objetivos específicos

- Descrever e dimensionar os principais elementos que compõem um sistema fotovoltaico isolado de baixa potência.
- Desenvolvimento de uma rotina em Matlab, para a simulação do arranjo fotovoltaico comercial escolhido para o sistema.
- Estudo comparativo das técnicas MPPT mais utilizadas, visando escolher a mais eficiente para a produção de energia elétrica no sistema fotovoltaico proposto.
- Apresentar uma estratégia de controle para o carregamento do banco de baterias.
- Apresentar um modelo matemático, linearizado, para o conversor Buck, por meio da técnica de espaço de estados, obtendo-se as funções de transferências, incluindo perturbações na tensão de entrada e de corrente na carga, para auxiliar o projeto das malhas de controle.

- Descrever a metodologia de projeto das malhas de realimentação de controle do conversor Buck e verificar sua dinâmica através de simulações.
- Implementação do sistema fotovoltaico proposto, incluindo o gerenciamento do sistema de controle por meio de um processador digital de sinais TMS320F2812 de Texas Instruments.

Capítulo 2

Elementos de um sistema de geração de energia elétrica fotovoltaica

2.1 Introdução

O Brasil ainda tem um elevado número de comunidades sem acesso à luz elétrica. Elas estão localizadas em lugares distantes dos grandes centros urbanos e é por essa razão que os sistemas fotovoltaicos empregados são, na maioria das vezes, sistemas fotovoltaicos autônomos de potência reduzida destinados principalmente à iluminação, refrigeração e bombeamento de água.

Os sistemas fotovoltaicos isolados caracterizam-se por possuir como fonte primária apenas a energia gerada pelos painéis fotovoltaicos. Assim, precisa-se de um sistema de armazenamento da energia captada, geralmente um banco de baterias, para garantir o fornecimento de energia durante a noite ou em períodos com baixa incidência solar. Em geral um sistema de energia fotovoltaico isolado está composto basicamente por um arranjo de módulos fotovoltaicos, um regulador de carga, uma ou mais baterias e, no caso que existirem cargas que operam com tensão alternada, um conversor elevador e um inversor.

Um sistema fotovoltaico autônomo exige maximização no aproveitamento da energia solar e maximização no armazenamento da energia de reserva, para lograr obter uma sustentabilidade técnica e econômica. A baixa eficiência de conversão dos módulos solares comerciais entre 6 e 16 % [8] e o alto custo de instalação são os maiores obstáculos deste tipo de geração. Visando aumentar a eficiência do sistema, para reduzir os custos da energia gerada, é necessário garantir que o sistema opere o maior tempo possível sobre o ponto de máxima potência dos painéis. Porém, devido às características dos painéis fotovoltaicos este ponto é variável e fortemente dependente das condições atmosféricas e a carga a alimentar [9].

Para garantir o funcionamento dos módulos fotovoltaicos no ponto de máxima potência, mesmo com variações meteorológicas e variações na carga, a utilização de uma técnica que

procure continuamente o ponto de máxima potência deve ser utilizada. Esses algoritmos de controle são conhecidos como MPPT (*maximum power point tracking*) e podem incrementar a energia produzida entre 15 e 30% [14].

Conhecer as principais características de um sistema fotovoltaico é um dos requisitos básicos para o desenvolvimento de trabalhos que busquem o aprimoramento do seu funcionamento e de seus componentes. Neste capítulo se dará uma descrição dos principais elementos que o compõem, dedicando-se um estudo mais aprofundado aos módulos fotovoltaicos.

2.2 Sistemas fotovoltaicos isolados

Os sistemas fotovoltaicos isolados podem ser classificados de duas formas [10]: Sistemas em Série ou Sistemas em Paralelo, os quais se diferenciam pela forma com que o sistema de armazenamento de energia é empregado.

Em um sistema em série (Figura 2.1), o banco de baterias é colocado em série com o fluxo de energia. O carregador de baterias tem a função de ajustar a tensão para carga das baterias, além disso, também procura o ponto de máxima potência dos módulos fotovoltaicos. O conversor elevador aumenta a tensão do banco de baterias para o nível necessário na entrada do inversor, de acordo com a tensão C.A desejada na saída do sistema.

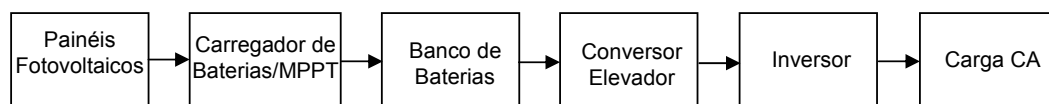


Figura 2.1 Diagrama de blocos de um sistema fotovoltaico isolado série

Segundo [3], as principais desvantagens de uma configuração série em sistemas autônomos com banco de baterias são:

1) Que na configuração série, toda a energia utilizada pelo sistema circula pelo banco de baterias, diminuindo a vida útil das baterias, o que aumenta os custos de manutenção do sistema.

2) Nos sistemas fotovoltaicos residenciais, o sistema é exigido a ter pelo menos três estágios de conversão, devido a que as tensões do arranjo de painéis fotovoltaicos, do

banco de baterias e do barramento CC são geralmente diferentes. Isto afeta significativamente a eficiência do sistema pelo maior número de conversões necessárias.

A configuração em paralelo tem como característica principal o emprego do banco de baterias em paralelo com o fluxo de energia do sistema (Figura 2.2). A diferença nesta configuração é que o conversor que realiza a carga do banco de baterias e o conversor elevador de tensão não estão em série com os demais estágios de processamento de energia.

A redução do número de estágios condicionadores de energia em série resulta em um aumento na eficiência global do sistema fotovoltaico [11]. Desta forma, esta configuração possui algumas vantagens em relação à configuração série, principalmente pelo fato do banco de baterias, após estar completamente carregado, pode ser desconectado do sistema, podendo a carga ser alimentada apenas pela energia gerada pelos painéis fotovoltaicos.

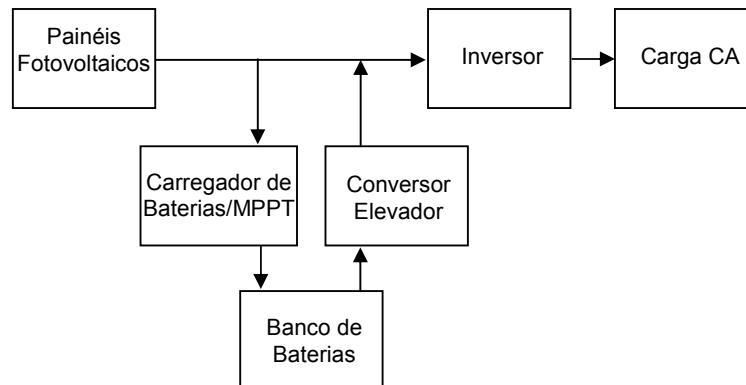


Figura 2.2 Diagrama de blocos de um sistema fotovoltaico isolado em paralelo.

O banco de baterias, nesta configuração, é acionado apenas quando a energia gerada pelos painéis fotovoltaicos é inferior à demanda exigida pela carga, evitando assim cargas e descargas desnecessárias, que acabam comprometendo a vida útil do banco de baterias.

Esta configuração também permite um melhor controle da carga do banco de baterias e, pelo fato de apenas a energia necessária para a recarga das baterias circula, por elas, a sua vida útil é aumentada significativamente, comparada ao sistema série. Além disso, como a potência processada por este conversor durante a carga das baterias e o estágio de elevação de tensão são diferentes, a frequência de operação e os componentes

(semicondutores) utilizados em cada modo de operação são dimensionados de acordo com a potência processada [12], e não para a potência nominal, como no caso da configuração série.

2.3 Painel fotovoltaico

No ano de 1839, Edmond Becquerel observou que a incidência de luz em um dos eletrodos de uma célula eletrolítica originava uma tensão (e corrente elétrica) e chamou ao fenômeno efeito fotovoltaico [17]. Posteriormente no ano 1888, Hertz observou que a incidência de luz ultravioleta sobre dois eletrodos provocava a ruptura do ar com uma menor diferença de potencial entre ambos, fez algumas experiências e deduziu que os metais emitiam cargas negativas, isto é, elétrons, pela ação da luz [18].

No ano de 1873, W. Smith observou uma variação na capacidade de condução do selênio pelo efeito da luz. A partir desse descobrimento chamado fotocondutividade, Siemens construiu um fotômetro, que contribuiu à divulgação do novo fenômeno. Com o selênio Fritts fez a primeira célula solar nos anos 80 daquele século, com 1% de eficiência [19]. O desenvolvimento da tecnologia dos semicondutores levou a novos avanços no campo fotovoltaico e a primeira célula solar de silício monocristalino, com 6% de eficiência, foi construída em 1954 por Chapin, Fuller e Pearson [20].

2.3.1 Princípio de funcionamento de uma célula fotovoltaica de silício

A célula solar, também conhecida como célula fotovoltaica, é o elemento básico para a transformação da radiação eletromagnética em energia elétrica e pode ser compreendida como um dispositivo semicondutor que produz uma corrente elétrica, quando exposta à luz.

Um semicondutor a zero Kelvin possui uma banda preenchida por elétrons, chamada de banda de valência e uma segunda banda de nível mais alto que está despopulada, chamada de banda de condução. Entre essas duas bandas existe uma banda, que os elétrons não podem ocupar, chamada de banda proibida (*gap*). Para que o elétron passe da banda de valência para a de condução, uma quantidade mínima de energia é necessária, sendo uma constante característica para cada material. Desse deslocamento, dois tipos de portadores de carga são formados: o elétron agora localizado na banda de condução e uma lacuna (positiva), onde o elétron se localizava na banda de valência.

Uma propriedade fundamental para as células fotovoltaicas é a possibilidade de fótons, na faixa do visível, com energia suficiente, excitar os elétrons à banda de condução. Esse efeito, que pode ser observado em semicondutores puros, também chamados de intrínsecos, não garante por si só o funcionamento de células fotovoltaicas. Para obtê-las é necessário uma estrutura apropriada, em que os elétrons excitados possam ser coletados, gerando uma corrente útil.

Os elementos pertencentes ao grupo IV da tabela periódica, como o silício e o germânio, possuem como principal característica a presença de quatro elétrons de valência que se ligam aos vizinhos em ligações covalentes, formando uma rede cristalina. Ao adicionar átomos pentavalentes, como o fósforo e o arsênio, haverá um elétron em excesso para formar as ligações covalentes, ficando fracamente ligado a seu átomo de origem. Nesse caso, necessita-se de somente uma pequena quantidade de energia para liberar este elétron para a banda de condução, algo em torno de 0.02 eV. Diz-se assim que o fósforo é um dopante doador de elétrons e denomina-se dopante N. O cristal dopado chama-se N (tipo N). Se, por outro lado, forem introduzidos elementos do grupo III da tabela periódica, como índio e o boro, haverá falta de um elétron para satisfazer as ligações covalentes com os átomos de silício da rede. Essa falta de elétron é denominada buraco ou lacuna. O cristal dopado é chamado P (tipo P) e o boro é considerado um aceitador de elétrons ou um dopante P.

Através da união dos cristais do tipo N e P, uma junção PN é formada. Na região da junção se dá uma difusão de elétrons do lado N para P, devido ao elevado gradiente de concentração. Esse deslocamento estabelece uma redução de elétrons do lado N, tornando-o positivo, e um acúmulo de elétrons do lado P, tornando-o negativo. Surge assim um campo elétrico na região da junção; esse processo alcança o equilíbrio, quando o campo elétrico forma uma barreira capaz de impedir a passagem dos elétrons livres remanescentes do lado N. A tensão total através da junção é denominada de tensão de difusão, cerca de 1 V.

Quando a região da união é iluminada os fótons com energia igual ou maior ao *band-gap* do material semicondutor utilizado podem ser absorvidos e produzirem elétrons livres. Ou seja que os fótons arrancam elétrons das ligações covalentes, formando pares elétron-lacunas que serão acelerados por efeito do campo elétrico em sentidos opostos. Este fenômeno é em essência, o efeito fotovoltaico. A consequência desta “separação de carga” é a formação de uma diferença de potencial entre as superfícies opostas da célula. Esta tensão é chamada tensão de circuito aberto.

Se um condutor conecta ambas faces da célula, quando a mesma é iluminada, circulará uma corrente, cuja intensidade é proporcional à irradiância que incide sobre a célula, conhecida como *corrente de curto circuito*. A Figura 2.3 mostra a estrutura básica desse tipo de célula.

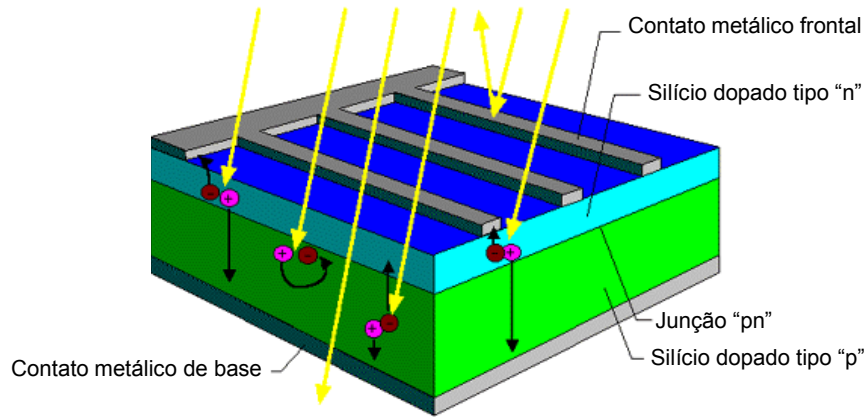


Figura 2.3. Célula fotovoltaica de silício cristalino.

Fótons com energia menor que o *band-gap* não são absorvidos. Já os que têm energia maior podem ser absorvidos, mas o excesso de energia aquece o material ou é re-emitido, ou seja, é perdido do ponto de vista da conversão em energia elétrica. O espectro da radiação solar contém fótons com energia variando de 0.5 eV, na faixa de infravermelho, até 2.7 eV, na faixa do ultravioleta, sendo que a faixa da luz visível vai de cerca de 1.7 eV, para a luz vermelha, até 2.5 eV, para a azul. O silício apresenta um *band-gap* de 1.1 eV. Conseqüentemente, grande parte da energia incidente não é aproveitada.

Outros fenômenos também influem na eficiência da célula:

- O elétron livre liberado pela absorção do fóton pode se recombinar com uma lacuna antes de atingir os contatos elétricos. Esse processo é especialmente afetado pela presença de impurezas, de defeitos na estrutura cristalina ou de interfaces que facilitam a recombinação;
- A resistência existente tanto no material semiconductor quanto na superfície de contato metálica que conecta ao circuito externo diminui a eficiência. Porém, aumentá-la, visando reduzir essa resistência, diminui a área de absorção de luz. Logo, há um compromisso entre esses dois fatores;

- A reflexão da radiação incidente prejudica a eficiência. Para evitá-la, coberturas antirefexivas são colocadas sobre as células;
- A temperatura afeta o funcionamento da célula, reduzindo a eficiência à medida que aumenta. O aumento da temperatura faz com que a banda de energia do material semicondutor diminua, resultando em um acréscimo da fotocorrente gerada, de aproximadamente 0.1 %. Entretanto, a tensão de circuito aberto, decresce a uma taxa de 0.3 % /°C, resultando que a potência gerada diminua em 1 % a cada 2.7 °K de elevação da temperatura [35]

2.3.2 Modelo elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica

Para entender o comportamento eletrônico de uma célula fotovoltaica é usual criar um modelo eletricamente equivalente. O circuito mais simples equivalente de uma célula ideal é uma fonte de corrente em paralelo com um diodo, porém uma célula real apresenta perdas. Algumas dessas perdas são representadas através de resistências inseridas no modelo elétrico da célula ideal. A resistência em série R_s descreve a queda de tensão através de perdas ôhmicas do material semicondutor, nos contatos metálicos e no contato do metal com o semicondutor. A resistência em paralelo, R_p , descreve as perdas que surgem principalmente através de perturbações elétricas entre as partes da frente e de trás da célula, assim como através de perturbações pontuais na zona de transição PN.

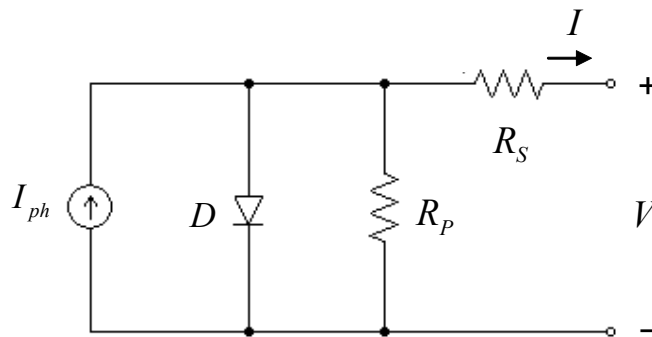


Figura 2.4. Modelo de uma célula fotovoltaica de silício.

Da Figura 2.4 a fonte de corrente I_{ph} representa a corrente gerada a uma determinada insolação, o diodo D , a junção P-N, I , a corrente fornecida por uma célula solar ao circuito

externo, V , a tensão nos terminais de saída de uma célula, R_p e R_s , as resistências paralelo e série intrínseca da célula respectivamente.

O equacionamento do circuito da Figura 2.4 conduz à expressão para a corrente de saída da célula (2.1) [13].

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

Na qual, I_r é a corrente de saturação reversa da célula, n é o fator de idealidade da junção, q é a carga do elétron, k é a constante de boltzmann, T o a temperatura da célula.

A corrente de saturação reversa depende da temperatura de acordo com [14]:

$$I_r = I_{rr} \cdot \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 \cdot e^{\left[\frac{q \cdot E_G}{n \cdot k} \cdot \left(\frac{1}{T_r} + \frac{-1}{T} \right) \right]} \quad (2.2)$$

na qual T_r é uma temperatura de referência, I_{rr} é a corrente de saturação reversa na temperatura T_r , e E_G é a energia do band-gap do material da célula.

A corrente I_{ph} depende da radiação incidente e da temperatura conforme [14]:

$$I_{ph} = [I_{sc} + \alpha_T \cdot (T - T_r)] \cdot \frac{S}{1000} \quad (2.3)$$

Na qual I_{sc} é a corrente de curto-circuito da célula na temperatura e radiação padrões, α_T é o coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito da célula, e S é a radiação incidente em W/m².

2.3.3 Características elétricas dos painéis fotovoltaicos

Uma única célula fotovoltaica, isoladamente, tem capacidade reduzida de produção de energia elétrica, tipicamente entre 1 e 2 W, correspondente a uma tensão de 0.5 V e uma corrente de entre 2 e 4 A. Portanto, para atingir determinados níveis de tensão e corrente, faz-se necessária a associação de várias células, através de ligações série e paralelo, formando os painéis fotovoltaicos.

O número de células em um painel é determinado pelas necessidades de tensão e corrente da carga a alimentar. Normalmente um módulo fotovoltaico é constituído por cerca de 33 a 36 células ligadas em série, resultando em tensão suficiente para alimentar uma bateria de 12V.

A expressão proposta por Gow e Manning [13] descreve a equação para a corrente fornecida por um módulo fotovoltaico, conforme:

$$I = n_p \cdot \left[I_L - I_S \cdot \left[e^{\frac{q \cdot \left(\frac{V}{n_s} + \frac{I \cdot R_s}{n_p} \right)}{n \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{\frac{V}{n_s} + \frac{I \cdot R_s}{n_p}}{R_p} \right] \quad (2.4)$$

Onde:

n_s : número de células conectadas em série do painel fotovoltaico.

n_p : número de células conectadas em paralelo do painel fotovoltaico.

Os fabricantes fornecem as especificações dos principais parâmetros de um módulo solar considerando a condição padrão de teste (“standard test condition” ou STC), definida pela norma IEC 61215: 1000 W/m² de potência luminosa incidente total, com uma distribuição espectral conhecida como massa de ar 1.5 (“air mass” 1.5 ou AM 1.5) e temperatura das células de 25 °C. Estes parâmetros são:

Corrente de curto-circuito (I_{sc}): é o valor máximo da corrente de carga, igual, portanto, à corrente gerada por efeito fotovoltaico.

Tensão de circuito aberto (V_{oc}): é o máximo valor da tensão nos terminais do módulo fotovoltaico, quando nenhuma carga está conectada a ele.

Ponto de Máxima Potência (MPP): Para cada ponto na curva I-V, o produto corrente versus tensão representa a potência gerada para aquela condição de operação. Em um módulo fotovoltaico, para uma dada condição climática, só existe um ponto na curva I-V onde a potência máxima pode ser alcançada. Este ponto corresponde ao produto da tensão de potência máxima e corrente de potência máxima.

Tensão de máxima potência (V_{max}): corresponde à tensão no ponto de máxima potência.

Corrente de máxima potência (I_{max}): corresponde à corrente no ponto de máxima potência.

Temperatura normal de operação (NOCT): devido a que o módulo trabalha exposto ao sol, o fabricante fornece também a temperatura de operação normal da célula (*normal operating cell temperature*), medida com 800 W/m² de potência luminosa incidente total, temperatura ambiente de 20 °C e vento de 1m/s.

Fator de forma (FF): é definido como a relação entre a potência no MPP e o produto da corrente de curto-circuito vezes a tensão de circuito aberto. Valores usuais para células solares ficam entre 70 e 80%. Esta é uma grandeza que expressa quando a curva característica se aproxima de um retângulo no diagrama I-V.

Exemplos de curvas características típicas I-V e P-V para um módulo fotovoltaico nas condições padrão de testes, são apresentadas nas Figuras 2.5(a) e 2.5(b) respectivamente. Pode-se ver que a máxima corrente fornecida pelo módulo fotovoltaico é a de curto circuito (I_{sc}), porém, neste ponto a potência fornecida é zero, pois a tensão nos terminais é de 0 V. O mesmo ocorre no ponto em que a tensão é máxima, o de circuito aberto (V_{oc}), pois nele a corrente é 0 A.

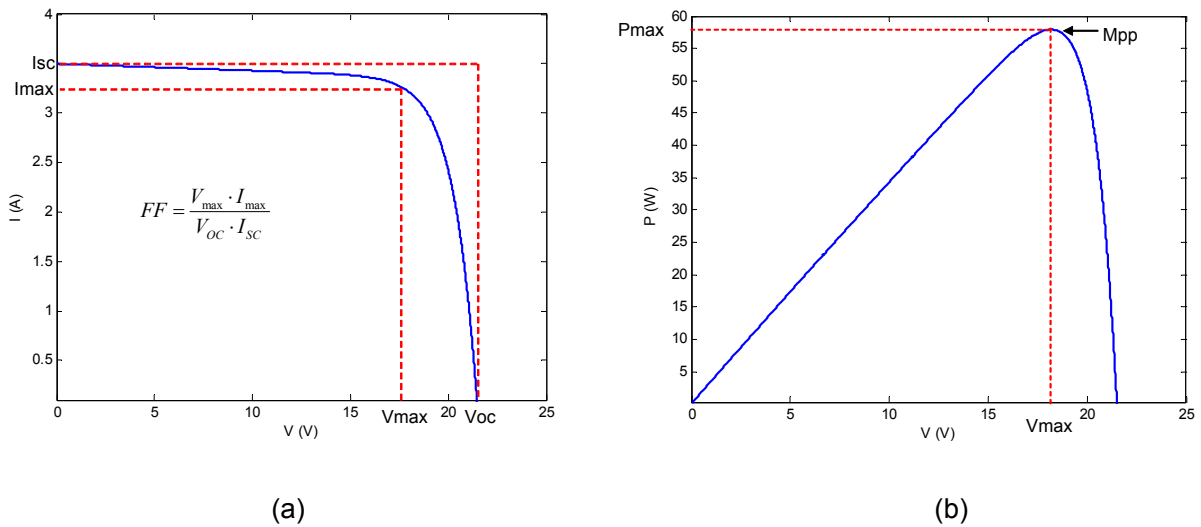


Figura 2.5. (a) Curva I-V típica de um painel fotovoltaico. (b) Curva P-V típica de um painel fotovoltaico.

Percorrendo a curva característica P-V no sentido da tensão crescente observa-se um aumento linear da potência fornecida e o módulo tem o comportamento de uma fonte de corrente (curva I-V). Inicialmente a corrente permanece quase constante até um ponto de máxima potência (MPP) no qual a diminuição exponencial da corrente pesa mais do que o aumento linear da tensão, fazendo que a potência diminua rapidamente, e o módulo passa se a comportar como uma fonte de tensão

2.3.4 Efeitos dos fatores meteorológicos nas características elétricas dos módulos fotovoltaicos

As características elétricas de uma célula fotovoltaica e, portanto, de um painel fotovoltaico, são influenciadas diretamente por dois fatores climáticos: intensidade da radiação solar e temperatura das células. Para o desenvolvimento de uma ferramenta que simule as características de corrente e tensão de um módulo fotovoltaico, o modelo matemático utilizado deve observar o comportamento de cada variável sob condições de temperatura e radiação solar diferentes das condições padrões de testes (radiação solar de 1000 W/m^2 e temperatura de 25°C).

2.3.4.1 Efeito produzido pela radiação Solar

Com a variação da intensidade de radiação solar incidente em um painel fotovoltaico ocorre uma variação proporcional na corrente gerada por este painel. A tensão de circuito aberto sofre poucas alterações com a variação da intensidade luminosa, exceto para os casos quando a radiação solar é muito baixa. Assim, com a diminuição da radiação incidente ocorre um deslocamento para baixo do ponto de máxima potência. Um exemplo de curvas I-V para várias densidades de potência luminosa incidente é mostrado na Figura 2.6(a) enquanto um exemplo de curvas P-V para várias densidades de potência luminosa incidente é mostrado na Figura 2.6(b).

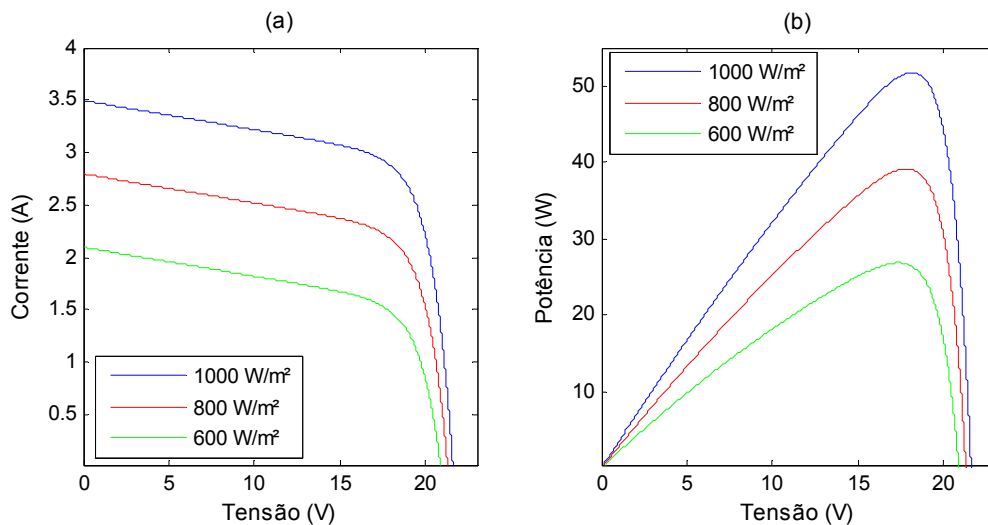


Figura 2.6. Curvas características de um painel fotovoltaico para várias densidades de potência incidente e temperatura do módulo igual a 25 °C. (a) Curva I-V (b) Curva P-V.

2.3.4.2. Efeito produzido pela temperatura

Ao contrário do caso anterior, a corrente gerada pelo módulo fotovoltaico apresenta poucas variações com a alteração da temperatura da célula fotovoltaica, porém, com o aumento da temperatura da célula, a tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico apresenta uma diminuição em seus valores muito mais significativa, em consequência com o aumento da temperatura, além de ocorrer um deslocamento para baixo do ponto de máxima potência, este também é deslocado significativamente à esquerda. Um exemplo de curvas I-V para várias temperaturas do painel é mostrado na Figura 2.7(a), enquanto um exemplo de curvas P-V para várias temperaturas do painel é apresentado na Figura 2.7(b).

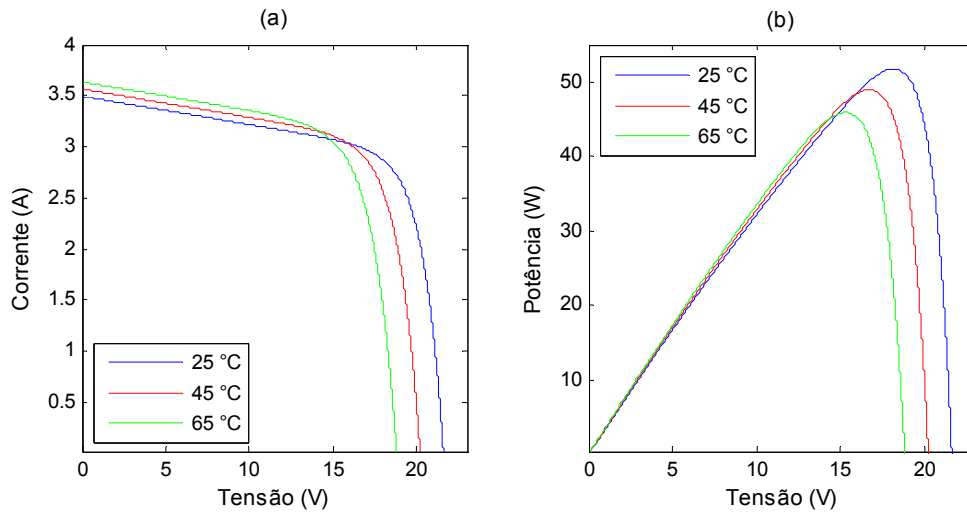


Figura 2.7. Curvas características de um painel fotovoltaico para várias temperaturas e radiação incidente de 1000 W/m^2 . (a) Curva I-V. (b) Curva P-V.

2.3.5 Efeito das resistências intrínsecas nas características elétricas dos módulos fotovoltaicos

O valor da resistência série intervém na inclinação da curva I-V após o ponto de máxima potência, ou seja, quando o módulo passa a comportar como fonte de tensão (Figura 2.8a). O aumento de R_s produz o deslocamento para baixo e para a esquerda do ponto de máxima potência na curva P-V do painel (Figura 2.8b). A resistência paralelo regula a inclinação antes do ponto de máxima potência, quando o painel se comporta como fonte de corrente (Figura 2.9a). Com o aumento de R_p o ponto de máxima potência é deslocado para baixo na curva P-V (Figura 2.9b).

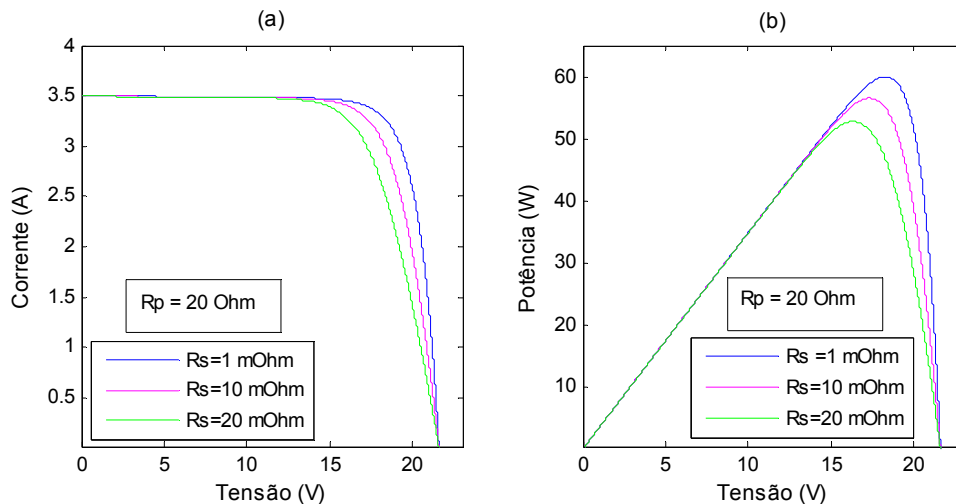


Figura 2.8. (a) Efeito de R_s na curva I-V do módulo. (b) Efeito de R_s na curva P-V do módulo.

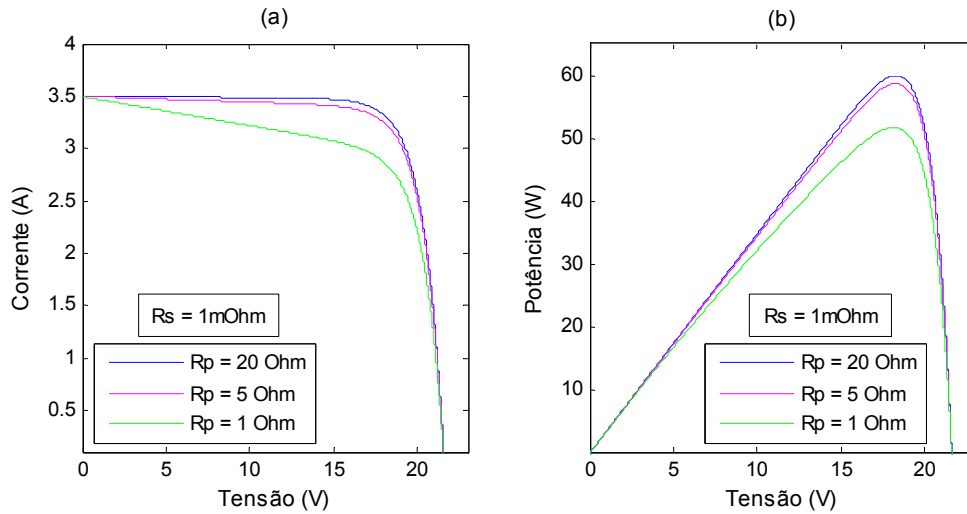


Figura 2.9. (a) Efeito de R_p na curva I-V do módulo. (b) Efeito de R_p na curva P-V do módulo.

2.4 Conversores Estáticos

Os conversores estáticos possuem a tarefa de adequar a potência elétrica disponível em determinados pontos do sistema em alguma outra forma estável desejada. Através de uma estratégia de comando para abertura e fechamento de suas chaves semicondutoras de potência os conversores estáticos são capazes de elevar ou abaixar um determinado nível de tensão ou corrente contínua, transformar uma tensão alternada em contínua ou uma tensão contínua em alternada com a amplitude e frequência desejadas.

Os conversores estáticos podem operar no modo tensão ou no modo corrente. No modo tensão a variável de controle é a tensão de saída e o conversor opera como uma fonte de tensão. No modo corrente a variável de controle é a corrente de saída e o conversor opera como uma fonte de corrente equivalente.

Nos sistemas fotovoltaicos utilizam-se basicamente dois tipos de conversores Estáticos: os conversores c.c./c.c. e os conversores c.c./c.a. Como este trabalho considera somente a adequação da potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico para o carregamento do banco de baterias (barramento c.c.), serão apresentadas apenas as descrições dos conversores c.c./c.c.

2.4.1 Conversores Estáticos CC-CC

Os conversores estáticos CC-CC são dispositivos que recebem um nível de tensão ou de corrente contínua nos seus terminais de entrada e ajustam para um outro valor de tensão ou de corrente contínua nos terminais de saída de acordo com as exigências do sistema. Existem três topologias básicas de conversores estáticos CC-CC que são: o conversor abaixador de tensão, também denominado na literatura como “Step-down” ou “Buck” o conversor elevador de tensão, também conhecido como “Step-up” ou “Boost” e o conversor abaixador-elevador ou “Buck-Boost”. A Figura 2.10(a) mostra a topologia de um conversor elevador de tensão a Figura 2.10(b) mostra a topologia de um conversor abaixador de tensão e a Figura 2.10(c) mostra a topologia de um conversor abaixador-elevador de tensão. Nessas três topologias S representa a chave estática de potência, D é um diodo de potência, L é um indutor para armazenamento de energia, C é um capacitor que atua como filtro de saída, $i_L(t)$ é a corrente sobre o indutor, V_i é a tensão de entrada e V_o é a tensão de saída fornecida à carga R.

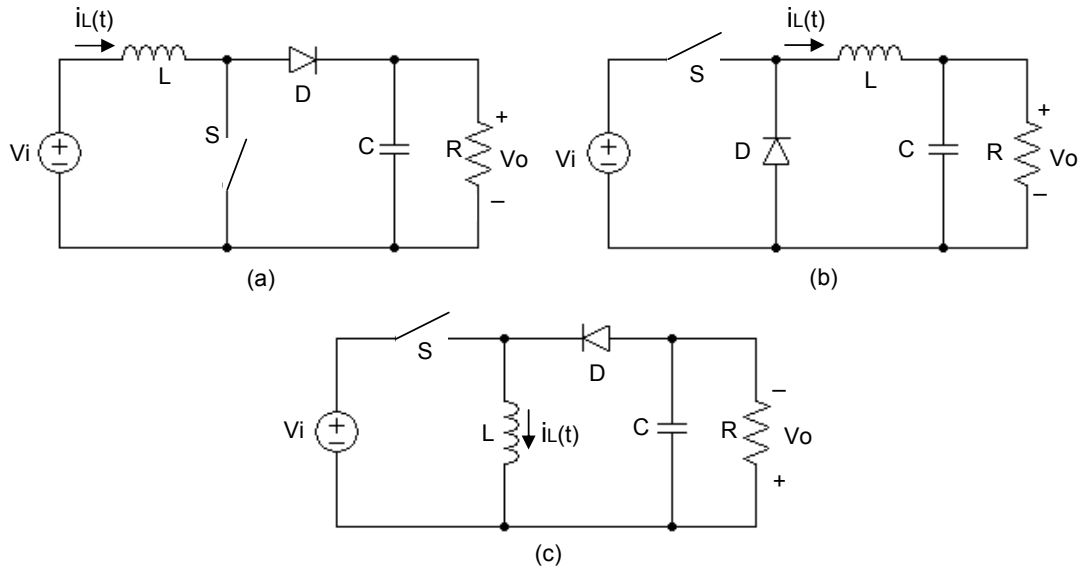


Figura 2.10. Topologias básicas dos conversores estáticos CC-CC: (a) conversor Boost. (b) conversor Buck. (c) conversor Buck-Boost.

Os conversores CC-CC chaveados possuem dois modos de operação de acordo com a corrente $i_L(t)$ que circula pelo indutor L que são: modo de condução contínua (MCC) onde a corrente $i_L(t)$ é sempre maior que zero durante um período de chaveamento e modo de condução descontínua (MCD) onde a corrente $i_L(t)$ é zero por alguns instantes do período de chaveamento [47].

Os conversores estáticos CC-CC em um sistema fotovoltaico fazem a ligação dos painéis ao barramento de corrente contínua onde serão conectadas as cargas de corrente contínua. Os conversores podem exercer dupla função no sistema fotovoltaico, a principal é adequar o nível de tensão gerado nos terminais do painel ao nível de tensão desejado no barramento CC, possibilitando com isso padronizar a tensão dos equipamentos que serão conectados ao barramento CC. A outra função é a de seguidor do ponto de máxima potência do painel MPPT.

2.5 Baterias

As baterias eletroquímicas são uma importante forma de armazenamento de energia que pode ser utilizada em sistemas fotovoltaicos, pois elas são capazes de transformar diretamente energia elétrica em energia potencial química e posteriormente converter, diretamente, a energia potencial química em energia elétrica. As baterias, também chamadas de acumuladores eletroquímicos, são classificadas em duas categorias: Um primeiro grupo das chamadas de baterias primárias e um segundo grupo de baterias secundárias. Baterias primárias são dispositivos eletroquímicos que, uma vez esgotados os reagentes que produzem a energia elétrica, são descartadas, pois não podem ser recarregadas. Já as baterias secundárias podem ser regeneradas, ou seja, através da aplicação de uma corrente elétrica em seus terminais pode-se reverter às reações responsáveis pela geração de energia elétrica e assim recarregar novamente a bateria. Os sistemas fotovoltaicos de geração de energia elétrica utilizam acumuladores secundários, ou seja, baterias que podem ser recarregadas. Entre inúmeros tipos de baterias secundárias as mais comuns são as chumbo-ácido e as níquel-cádmio [22].

Em comparação com as baterias chumbo-ácido as baterias níquel-cádmio têm algumas vantagens, como ter uma durabilidade maior, ser menos afetadas por sobrecargas, poder ser totalmente descarregadas não estando sujeitas a sulfatação e não sofrer influência da temperatura no seu carregamento [22], além disso as baterias de níquel-cádmio não sofrem morte súbita como as baterias de chumbo-ácido. Porém as baterias de chumbo ácido possuem um custo muito menor que as baterias de níquel-cádmio. Em geral, seu custo chega a ser cerca de três vezes inferior ao das baterias de níquel-cádmio. Este fato tem determinado sua generalização e continuidade de uso, razão pela que serão as únicas analisadas neste trabalho.

2.5.1 Conceitos básicos de uma bateria de chumbo ácido

2.5.1.1 Reações químicas

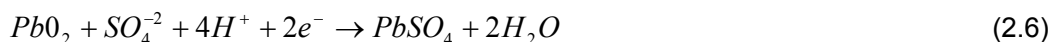
A tensão nominal da célula de uma bateria é de 2 V, de modo que para se atingir tensões maiores devem ser acopladas várias delas em série. As tensões de baterias mais comuns são de 12 V, produzindo-se em menor medida de 6 e 24 V. Cada célula esta composta de uma placa positiva com dióxido de chumbo (PbO_2), uma placa negativa com chumbo (Pb) e de um eletrólito de ácido sulfúrico (H_2SO_4) dissolvido em água.

Com os processos de carga e descarga a tensão da bateria aumenta ou diminui, até atingir determinados valores limites, além dos quais os componentes se modificam irreversivelmente. A magnitude do prejuízo nestes casos é acumulativa, isto é, por menores que sejam (quando a tensão está fora dos limites) conduzirão à deterioração da bateria e à diminuição da sua vida útil [38]. Os limites de tensão mais comuns para as células de uma bateria são de 1.75 V, após um descarregamento completo lento, a 2.2 V, quando está carregada, para uma temperatura de 25 °C [24].

Durante a descarga, na placa negativa um anion que se encontra livre na solução se combina com o chumbo da placa, formando sulfato de chumbo ($PbSO_4$) e liberando dois elétrons, os quais irão à placa positiva da bateria através da carga ligada a ela, conforme a reação química abaixo [24]:



Já na placa positiva o mesmo anion transforma-se junto com outros dois elétrons e o dióxido de chumbo em sulfato de chumbo mais água de acordo com [24]:



A água produzida nesta reação vai diluir o ácido sulfúrico e, conseqüentemente diminuirá a tensão nos pólos da bateria. Para produzir a reação inversa uma fonte de elétrons deve ser ligada à placa negativa. Assim o sulfato de chumbo presente nas placas positiva e negativa retornará a seu estado original, ou seja, formando chumbo na placa negativa e dióxido de chumbo na placa positiva, seguido da formação de ácido sulfúrico e consumo de água. Assim a concentração de ácido aumenta, acrescentando a tensão na bateria. Deste

modo fica claro que a tensão na bateria é diretamente proporcional à concentração de ácido sulfúrico nela. A expressão abaixo representa a reação global da descarga [24]:



Todas essas reações são reversíveis, ocorrendo no sentido inverso durante o processo de recarga [24]. A Figura 2.11 apresenta um esquema simplificado das reações químicas presentes em uma bateria de chumbo ácido [39].

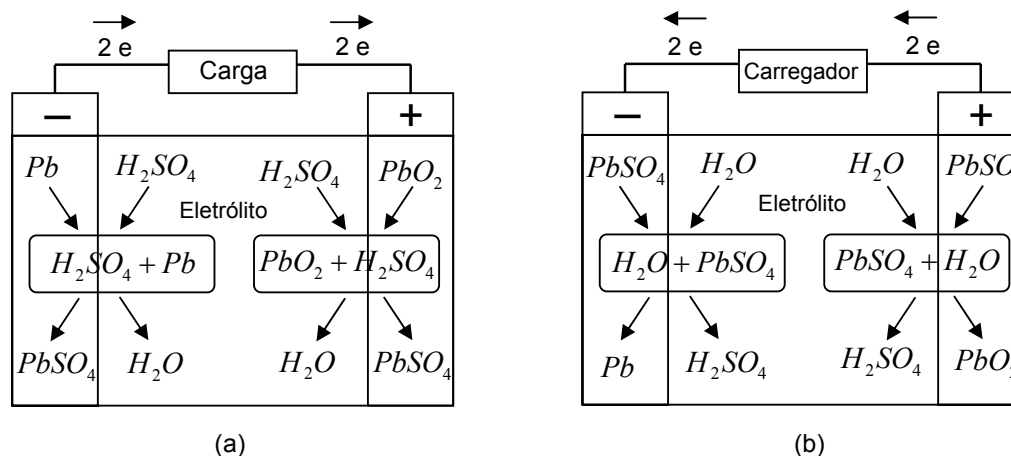


Figura 2.11. Diagrama simplificado de uma bateria de chumbo-ácido. (a) Processo de descarga. (b) Processo de carregamento.

2.5.1.2 Capacidade

A capacidade de uma bateria é a quantidade de carga elétrica, expressa em Ampère-hora (Ah). Assim então a capacidade nominal de uma bateria é o número total de ampères-hora que pode ser retirado de uma bateria nova, plenamente carregada, para os valores especificados de corrente de descarga e tensão de corte. A capacidade nominal é definida para um regime de descarga de 10 horas com corrente constante, à temperatura de 25°C, até a tensão final de 1.75 V por célula ou de 10.5 V por bateria (12 V nominal) [22]. Cabe sinalar que alguns fabricantes definem regime de descarga de 20 horas e temperatura de 20 °C [43].

A capacidade tem uma forte dependência do tempo de descarga, diminuindo (em relação à nominal) quando o tempo é muito pequeno, isto é quando a corrente de descarga é elevada, ou aumentando quando a corrente é pequena, onde, conseqüentemente, o

tempo para a descarga é maior [38]. Como o comportamento das baterias não é linear, isto é, quando maior a corrente de descarga menor será a autonomia e a capacidade, não é correto falar em uma bateria de 100 Ah. Deve-se falar, por exemplo, em uma bateria 100 Ah padrão de descarga 20 horas, com tensão de corte 10.5 V, o que também pode ser escrito como 100Ah C20 Vcorte = 10.5 V. Esta bateria permitirá descarga de $100 / 20 = 5A$ durante 20 horas, quando a bateria irá atingir 10.5 V [43].

A Figura 2.12 ilustra as características típicas de descarga de baterias de chumbo ácido, do fabricante Unipower [43] em temperatura ambiente de 25 °C a diferentes correntes de descarga. “C” indica a capacidade nominal da bateria medida em 20 horas de descarga com tensão final de 1.75 V por elemento.

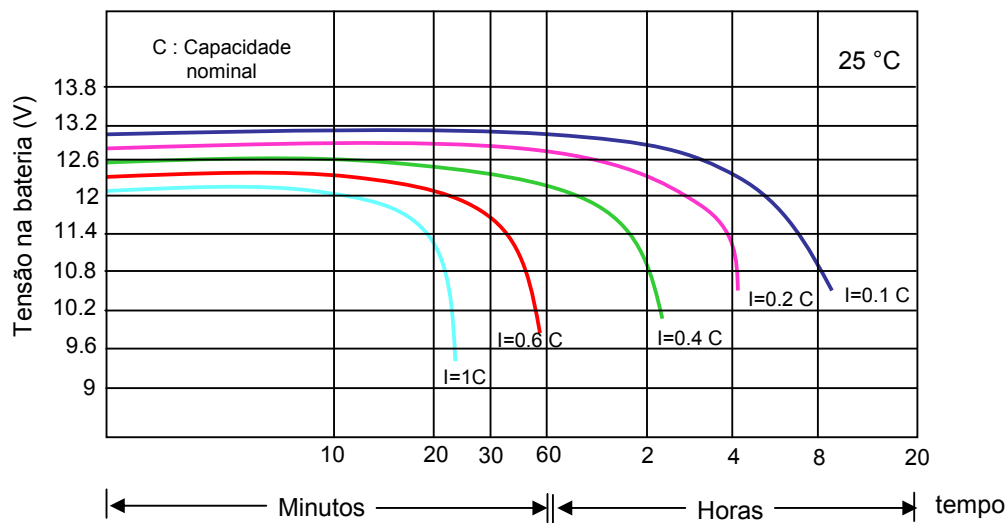


Figura 2.12. Perfil de descarga para baterias de chumbo ácido, para diferentes valores de corrente de descarga.

A capacidade de uma bateria também é influenciada diretamente pela temperatura. À medida que a temperatura ambiente aumenta, a capacidade nominal da bateria também aumenta e vice-versa. A Figura 2.13 mostra os efeitos da temperatura ambiente em relação à capacidade da bateria, para baterias de chumbo ácido do fabricante Unipower [43]. Observa-se que há uma curva para cada corrente de descarga, onde a corrente de descarga é dada como um percentual da capacidade C da bateria em ampère-hora, no padrão de descarga de 20 horas.

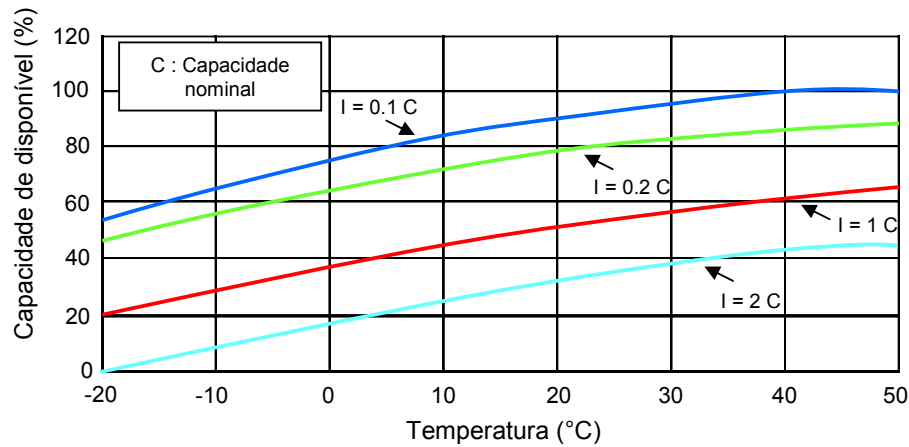


Figura 2.13. Efeito da temperatura na capacidade de uma bateria de chumbo ácido, para diferentes valores de corrente de descarga.

2.5.1.3 Profundidade de descarga

A profundidade de descarga indica, em termos percentuais, quanto da capacidade nominal da bateria foi retirado a partir do estado de plena carga. Por exemplo, a remoção de 25 Ah de uma bateria de capacidade nominal de 100 Ah resulta em profundidade de descarga de 25%. É o valor complementar do estado da carga. Uma maior profundidade de descarga diminui a capacidade de retenção de carga de uma bateria de chumbo-ácido e por tanto sua vida útil. Existem baterias chumbo-ácido de baixa profundidade de descarga, empregadas principalmente em automóveis, e baterias de alta profundidade de descarga, que são as mais indicadas para aplicação nos sistemas fotovoltaicos de geração de energia elétrica [22]. A Figura 2.14 mostra um exemplo de curva capacidade de retenção versus vida útil (número de ciclos carga-descarga) para diferentes percentagens de profundidade de descarga para baterias de chumbo ácido da marca Unipower [43].

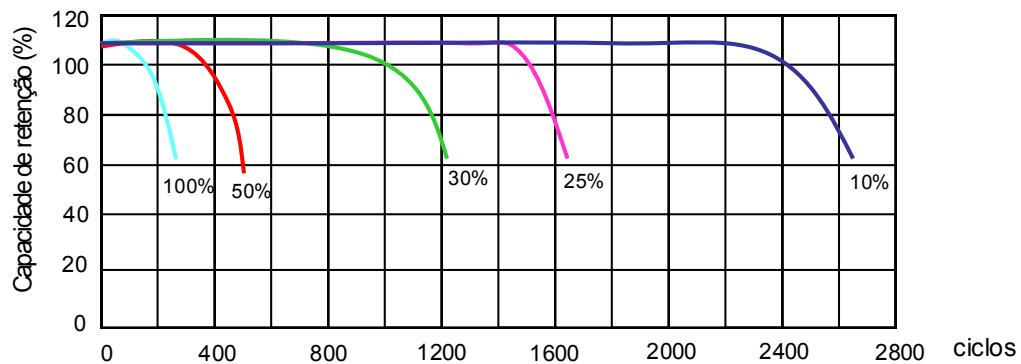


Figura 2.14. Capacidade de retenção em função do número de ciclos para diferentes percentagens de profundidade de descarga máxima para baterias de chumbo ácido.

2.5.1.4 Estado de carga

Capacidade disponível em uma bateria expressa como porcentagem da capacidade nominal. Por exemplo, se 25 Ah foram retirados de uma bateria de capacidade nominal de 100 Ah, o novo estado da carga é de 75%. É o valor complementar da profundidade de descarga. O conhecimento do estado de carga das baterias é importante para prevenir os estados de sobrecarga e sobredescarga e poder administrar adequadamente a capacidade disponível.

A tensão de circuito aberto é um bom indicador do estado de carga da bateria quando estas permanecem durante algum tempo em repouso, isto é, sem serem carregadas e nem descarregadas [20]. A Figura 2.15 mostra que a tensão de circuito aberto e o estado de carga apresentam um comportamento linear.

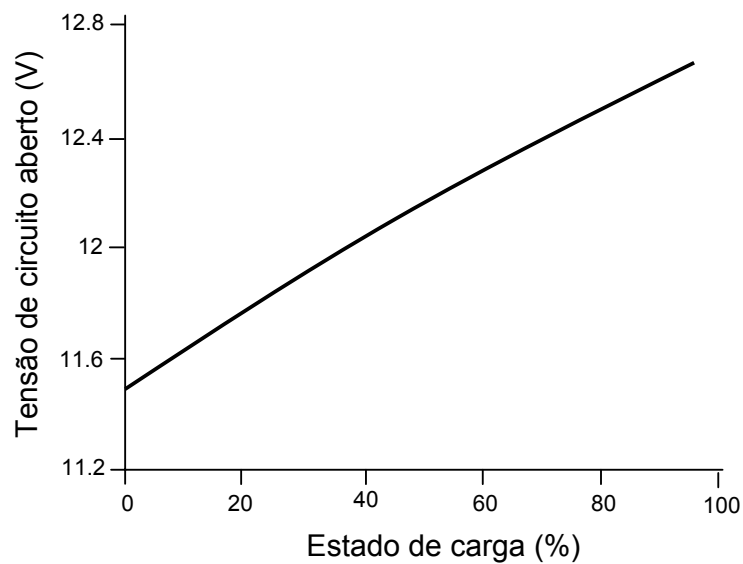


Figura 2.15. Estado de carga e tensão de circuito aberto de uma bateria.

2.5.1.5 Resistência interna

O valor da resistência interna de uma bateria depende de vários fatores: do tipo de construção, do estado de carga, da temperatura e da idade da bateria [43]. A resistência interna de uma bateria consiste na soma da resistência do eletrólito, placas positiva e negativa, separadores, etc. [23]. O valor desta resistência é diretamente proporcional à relação entre o material ativo e o eletrólito, logo com o aumento da área da placa, a resistência diminui. [37]. Os fabricantes fornecem o valor da resistência interna considerando-se a bateria plenamente carregada, a 25°C de temperatura do eletrólito. A Figura 2.16(a) apresenta a variação da resistência interna em uma bateria em relação a seu estado de carga. A Figura 2.16(b) mostra a variação da resistência interna em função da temperatura do eletrólito [37].

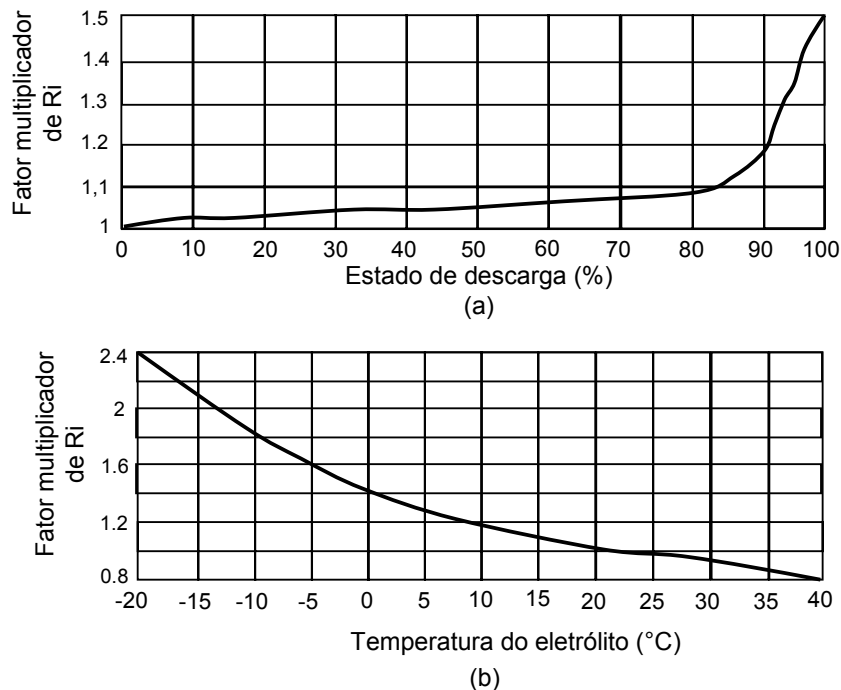


Figura 2.16. (a) Curva típica resistência de uma bateria de chumbo ácido em função de seu estado de descarga. (b) Curva típica resistência de uma bateria de chumbo ácido em função da temperatura do eletrólito.

2.5.2 Processo de carga

Providenciar o carregamento completo da bateria exige do controlador uma elaborada estratégia de controle na qual seja possível carregar a bateria, dentro de seus limites, o mais rápido possível já que o período diário de geração de energia pelo painel fotovoltaico é limitado. As baterias utilizadas nos sistemas fotovoltaicos operam de forma cíclica, descarregando à noite e recarregando durante o dia. O processo de recarga mais adequado para esses casos é o método por tensão constante e limitação de corrente [24].

Para se obter um rápido, seguro e completo processo de carga da bateria chumbo-ácido, alguns fabricantes de baterias recomendam dividir o processo em três regiões [24], que geralmente são denominadas por: região 1 de carga profunda (*bulk charge*), região 2 de sobrecarga (*over charge*) e região três de carga de flutuação (*float charge*). A Figura 2.17 mostra as curvas de corrente e tensão sobre a bateria durante o processo de carga dividido em três estágios.

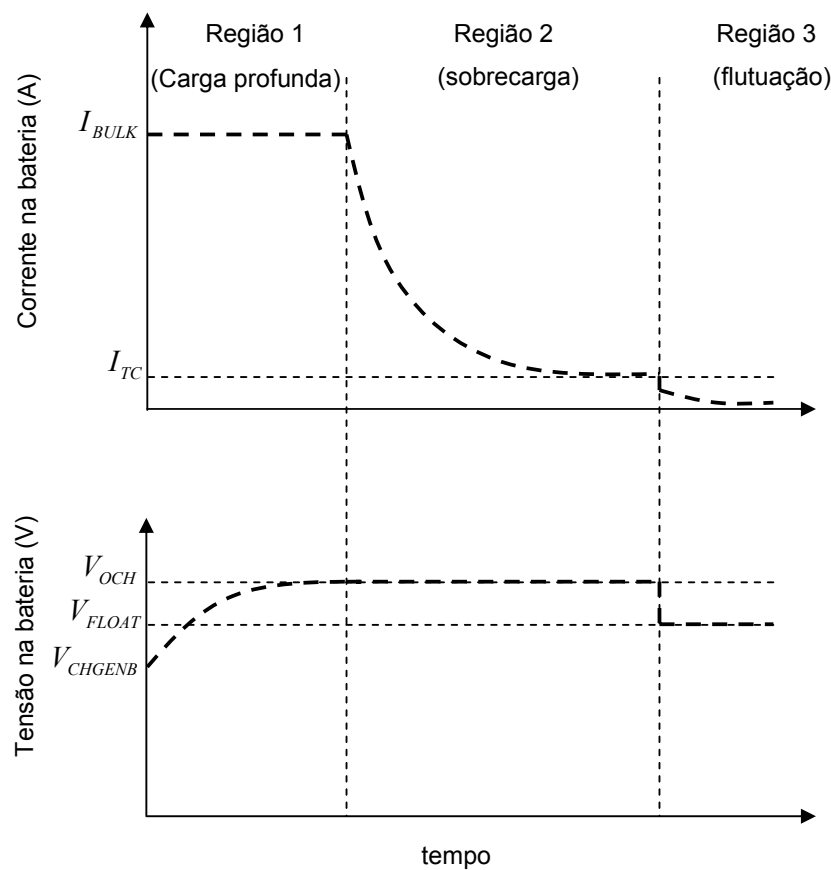


Figura 2.17. Curvas de corrente e tensão nas três regiões do processo de carga de uma bateria de chumbo ácido, com recarga a tensão constante e limitação de corrente.

Região 1: quando a bateria encontra-se completamente descarregada, esta atinge um valor limite de tensão V_{CHGENB} . Nessa condição é fornecida uma corrente de recarga constante I_{BULK} . Tem-se que evitar uma corrente de recarga muito alta, para não provocar aquecimento excessivo e desgaste prematuro da bateria. Em geral, essa corrente deve ser limitada em 40% da capacidade da bateria [23]. I_{BULK} é aplicada até que o valor da tensão na bateria alcance o valor máximo de sobrecarga de tensão V_{OCH} .

Região 2: nesta região o controlador regulará a tensão da bateria no valor V_{OCH} . O fim do processo de carregamento pode ser detectado quando a corrente de recarga cair a um valor predeterminado I_{TC} e a tensão permanecer em V_{OCH} . O valor de I_{TC} é em torno de 1% da capacidade da bateria [24].

Região 3: nesta região é recomendado que a tensão aplicada seja reduzida para V_{FLOT} , o que gera uma corrente de recarga muito pequena, responsável apenas para compensar a autodescarga. Essa condição é conhecida como flutuação.

Os valores para V_{CHGENB} , V_{OCH} e V_{FLOT} são fornecidos pelo fabricante e geralmente correspondem a 10.5 V, 14.4 V e 13.5 V respectivamente, para baterias de chumbo ácido de 12 V de tensão nominal [23], [43].

2.5.3 Modelos para uma bateria

Encontrar um modelo elétrico ou matemático que descreva o comportamento dinâmico de uma bateria não é uma tarefa fácil [37], posto que suas reações químicas não são lineares e sofrem a influência de distintos fatores inter-relacionados, tais como a temperatura, o estado de carga, os aspectos construtivos, etc. Na literatura são propostos vários modelos para simulação de baterias. Entre os propostos, alguns autores optam por modelos que possibilitem a descrição pormenorizada do comportamento físico destes equipamentos [40]. Estes modelos físicos são, no entanto, inadequados para integração em simulações com outros circuitos elétricos. Para este fim os modelos elétricos de baterias são mais adequados.

Vários modelos, baseados em componentes elétricos, são propostos, dependendo do grau de complexidade e das propriedades em estudo na simulação. O modelo mais simples é mostrado na Figura 2.18(a). Ele é constituído por apenas uma resistência R_i (que representa a resistência interna da bateria) em série com uma fonte de tensão ideal V_o (que representa a tensão de circuito aberto). Este modelo é simples e permite uma rápida integração com outros circuitos eletrônicos em simulação. Ele apresenta, contudo, uma demasiada simplicidade para a maioria das aplicações, pois não permite estudar fenômenos específicos das baterias tais como a capacidade de carga e de descarga.

A Figura 2.18(b) apresenta uma aproximação de primeira ordem da bateria. O capacitor C_b representa a capacidade de carga da bateria, o resistor R_p representa a autodescarga da bateria e tem um valor muito alto para o caso de baterias de ácido-chumbo. Por último, a resistência R_s representa a resistência interna da bateria. A inclusão da malha RC no modelo já permite representar fenômenos transitórios tanto na carga quanto na descarga. Mesmo assim, segue sendo um modelo linear equivalente muito simplificado.

A Figura 2.18(c) apresenta o circuito equivalente de Thévenin de uma bateria. Este modelo permite o estudo do comportamento da tensão em baterias durante o seu ciclo de vida [41]. Trata-se de um modelo que apresenta como grandezas elétricas, a tensão em circuito aberto V_o , a resistência interna R_s e a tensão em sobretensão, dada pela combinação em paralelo da resistência R_p e do condensador C_b . O circuito equivalente de Thévenin permite verificar quais os principais elementos que condicionam o funcionamento das baterias, no entanto, a sua utilização em simulação produz resultados pouco válidos uma vez que realiza uma aproximação deficiente dos diferentes parâmetros, por considerá-los constantes quando na realidade dependem do estado de carga, da capacidade de armazenamento da bateria, da taxa de carga e de descarga, e da temperatura ambiente [42].

O esquema da Figura 2.18(d) apresenta díodos que permitem identificar os componentes associados à carga e à descarga da bateria. Neste modelo os componentes de V_{c1} representam as sobretensões, as resistências R_{sc} e R_{sd} a resistência interna e R_p a resistência associada à autodescarga. O condensador C_b simula a capacidade da bateria. Este modelo conduz a resultados satisfatórios, contudo é necessária a realização de vários

testes físicos à bateria em estudo para se poder estimar o valor dos diferentes parâmetros, o que nem sempre é possível durante a fase de projeto.

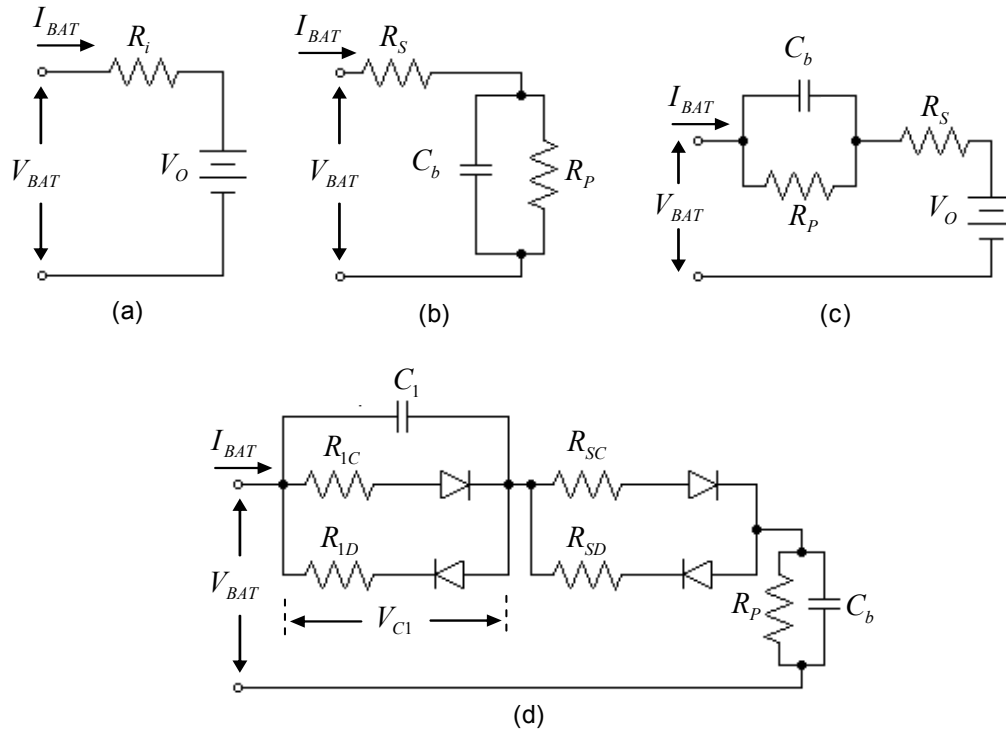


Figura 2.18. Modelos elétricos de uma bateria. (a) Modelo simplificado. (b) Modelo equivalente de primeira ordem. (c) Modelo Thévenin. (d) Modelo de carga e descarga.

2.5.4 Dispositivo de desconexão por Baixa Tensão

Para evitar que ocorra uma descarga profunda, acima da permitida em sistemas que usam baterias chumbo-ácido, os controladores devem possuir o recurso de desconexão da carga por baixa tensão (LVD – do inglês *Load Voltage Disconnection*) [44]. Este comando é acionado quando a tensão da bateria decresce até um valor predeterminado VLDV, correspondente ao estado aceitável de descarga. A bateria volta a ser conectada a carga quando sua tensão alcança um valor, também pré-determinado.

VLRV. O valor de tensão de reconexão da carga (LRV – do inglês *Load Reconnection Voltage*) corresponde a um estado de carga seguro para a bateria voltar a fornecer energia. Dependendo da aplicação, os sistemas fotovoltaicos de geração de energia elétrica devem ser dimensionados para que o dispositivo LVD seja raramente acionado, somente nos casos extremos de longos períodos de baixa insolação.

2.5.5 Dispositivo de bloqueio de Corrente Reversa

Nos sistemas fotovoltaicos pode ocorrer a circulação de corrente da bateria para o painel fotovoltaico, durante os períodos em que o painel não esteja gerando energia, implicando em perdas de energia pela descarga da bateria. Os controladores de carga de bateria são capazes de bloquear a circulação desta corrente. Esse bloqueio é feito através do circuito de comutação do controlador, que possui chaves unidirecionais ou diodo de bloqueio [22].

2.6 Conclusões

Devido a sua versatilidade os sistemas fotovoltaicos autônomos representam uma boa alternativa de fornecimento de energia elétrica em lugares eletricamente isolados. As pesquisas neste campo são essenciais para torná-los mais eficientes, mais confiáveis e mais acessíveis desde o ponto de vista econômico. Assim, conhecer as principais características dos sistemas fotovoltaicos é essencial para desenvolvimento e aprimoramento dos elementos que compõem os sistemas.

Sistemas fotovoltaicos que incluem banco de baterias eletroquímicas aproveitam melhor a energia gerada pelos painéis, pois podem armazenar o excedente durante os períodos de alta insolação e baixo consumo para utilizar nos períodos de baixa insolação e alto consumo. As baterias chumbo-ácido são as mais utilizadas pelos sistemas fotovoltaicos, principalmente pelo seu menor custo em relação aos outros tipos de baterias eletroquímicas.

Um equipamento indispensável em sistemas fotovoltaicos que utilizam banco de baterias é o controlador de carga. Esta tarefa é realizada geralmente por um conversor estático que tem a função de gerenciar o processo de carga da bateria, garantindo seu carregamento completo de forma adequada. Para as baterias chumbo-ácido os controladores de carga também devem monitorar o processo de descarga para evitar que ultrapassem a profundidade de descarga recomendada pelos fabricantes da bateria.

Neste capítulo foram apresentadas as características mais importantes dos componentes de um sistema fotovoltaico isolado. Analisaram-se os aspectos mais relevantes relacionados com os objetivos deste trabalho.

No caso do módulo fotovoltaico foram apresentados: o seu princípio físico de funcionamento, o circuito elétrico equivalente e sua expressão matemática correspondente. Também foram analisados os parâmetros intrínsecos e fatores meteorológicos que influenciam no comportamento de uma célula fotovoltaica e os efeitos dos mesmos nas curvas características I-V e P-V.

Em relação às baterias, foi feito um estudo de seus principais parâmetros de operação, foram apresentados os seus modelos elétricos equivalentes mais utilizados na literatura, e também, foi exposto um método de carregamento para aplicações fotovoltaicas.

Para o regulador de carga foram apresentadas três topologias básicas que poderiam ser utilizados neste projeto (Buck, Boost e Buck-Boost).

Capítulo 3

Dimensionamento do sistema fotovoltaico

3.1 Introdução

No projeto de um sistema fotovoltaico é necessário conhecer algumas características meteorológicas de onde o sistema será implementado e o consumo da carga a alimentar, pois esses dois fatores influem diretamente no correto dimensionamento do sistema.

Em relação às informações meteorológicas, estas serão obtidas por meio do banco de dados de potencial solar do CEPEL (centro de referência para energia solar e eólica) [21]. São consideradas as taxas médias de insolação da cidade de Araxá em Minas Gerais, pois é a localidade com registro solarimétrico localizada a menor distância de Belo Horizonte, cidade tomada como referência para o estudo.

O consumo de energia diária esperada será definido considerando um sistema fotovoltaico autônomo de baixa potência elétrica, destinado basicamente para a iluminação de uma residência de baixa renda. De acordo com caso de estudo definido serão dimensionados todos os componentes do sistema, visando obter um bom casamento entre a energia fornecida pelo sol e a demanda esperada de energia, requerimento necessário de qualquer projeto fotovoltaico [3].

O modelo elétrico do arranjo fotovoltaico comercial será simulado e utilizado para o dimensionamento dos componentes de conversor de potência. Neste ponto será apresentado também o projeto físico do indutor.

Finalmente é apresentado o critério para a escolha do tipo de conversor de potência. Para o conversor escolhido é feita uma análise do rendimento esperado para diferentes topologias de conexão do arranjo fotovoltaico e do banco de baterias.

3.2 Determinação do consumo da residência

Para determinar o consumo diário esperado de energia elétrica da residência, foram adotados valores de potências de lâmpadas de alta eficiência e aparelhos comerciais de baixo consumo e tempos de utilização padrão fornecidos por [22]. A Tabela 3.1, mostra que a carga instalada para a residência em estudo é de 98 (W) e o consumo de energia diário corresponde, aproximadamente, a 326 (WH/dia).

Tabela 3.1. Consumo esperado de energia elétrica da residência.

Cargas	Potência (W)	Utilização (H/dia)	Energia (WH/dia)
Lâmpada sala	11	4	44
Lâmpada quarto 1	8	3	24
Lâmpada quarto 2	8	3	24
Lâmpada banheiro	8	1	8
Lâmpada cozinha	8	3	24
Receptor por satélite	10	4	40
Televisor colorido 14"	36	4	144
Aparelho de som	9	2	18
Total	98 (W)		326 (WH/dia)

3.3 Níveis de radiação solar da localidade

Como já foi falado anteriormente, além do conhecimento do consumo diário da residência e da potência instalada, outro dado indispensável para um bom projeto de um sistema fotovoltaico são os índices de incidência de radiação solar na localidade onde o sistema será implantado.

O banco de dados do CEPEL fornece os índices de radiação para três ângulos diferentes de instalação dos módulos solares; para o plano horizontal, para o ângulo no qual se obtém a maior média diária de incidência solar e para o ângulo que fornece o maior valor mínimo mensal de radiação solar.

Tabela 3.2. Radiação diária média mensal (kWh/m²) para a cidade de Araxá.

Mês	Jan	Fev	Mar	Abr	Mai	Jun	Jul	Ago	Set	Out	Nov	Dez	Media
Radiação	5.36	5.25	5.29	4.64	4.44	4.17	4.61	5.06	4.89	5.42	5.33	5.19	4.96

A Tabela 3.2 [21] mostra que a radiação média anual para a cidade de Araxá corresponde a 4.96 kWh/m² e uma incidência diária média de 4.17 kWh/m² para o mês de junho, mês com a menor incidência solar durante o ano. É importante assinalar que o sistema fotovoltaico deve garantir o fornecimento de energia durante todos os meses do ano. Por essa razão, no dimensionamento do sistema fotovoltaico deve-se considerar o menor índice de radiação durante o ano.

Tabela 3.3. Radiação diária média mensal (kWh/m²) para a cidade de Araxá para o ângulo de instalação dos módulos que fornece o maior mínimo mensal (13° ao Norte geográfico).

Mês	Jan	Fev	Mar	Abr	Mai	Jun	Jul	Ago	Set	Out	Nov	Dez	Media
Radiação	5.10	5.14	5.30	5.01	5.08	4.92	5.41	5.63	5.10	5.38	5.11	4.90	5.17

A Tabela 3.3 mostra os valores da radiação para o plano inclinado a 13° em relação à horizontal e apontado em direção ao norte geográfico, que é, segundo o banco de dados [21], a condição que maximiza a média do mês com menor insolação. Percebe-se que o mês de menor insolação é junho, com uma taxa diária de 4.90 kWh/m². Assim, o projeto de um sistema fotovoltaico para a cidade de Belo Horizonte deve ser realizado considerando uma radiação incidente de 4.90 kWh/m².

3.4 Dimensionamento do arranjo fotovoltaico

Para fazer um correto dimensionamento dos painéis fotovoltaicos como dos demais componentes do sistema, é importante conhecer, além das condições de radiação da localidade na qual o sistema vai-ser implantado e das características da carga, outros parâmetros também importantes. Faz-se necessário saber quais serão os níveis de tensão em que o sistema operará e, além disso, quais serão as perdas estimadas dos componentes do sistema fotovoltaico.

Em relação à tensão de operação do sistema, fixa-se esta em 24 Volts, visando reduzir a corrente c.c., e conseqüentemente reduzir a bitola dos cabos elétricos utilizados nas instalações do sistema fotovoltaico. O fato de reduzir a corrente circulando pelo sistema tem um impacto positivo na eficiência deste, por quanto as perdas nos componentes eletrônicos do conversor c.c./c.c. utilizado para o carregamento do banco de baterias diminuem consideravelmente como é mostrado na Seção 3.8.9 deste capítulo. Outro benefício de se utilizar uma tensão de 24 Volts é a ampla oferta comercial disponível de dispositivos inversores que trabalham com essa tensão de entrada.

Já para a estimação das perdas na fiação, no banco de bateria, no conversor c.c./c.c., e no inversor, foram utilizados valores padrão sugeridos em [22]. Esses valores são apresentados na Tabela 3.4. É importante mencionar que para o cálculo das perdas do sistema, foram incluídas também as estimadas para um inversor comercial, mesmo que não seja o objetivo deste trabalho o estudo da etapa de transformação c.c./c.a., faz-se necessário considerá-las para o dimensionamento do sistema.

O cálculo da capacidade mínima de geração dos módulos fotovoltaicos é determinado por meio da energia solar acumulada durante o dia, na localidade onde o sistema será instalado. Uma forma conveniente de se expressar o valor acumulado desta energia é através do número de horas do sol pleno. Esta grandeza reflete o número de horas em que a radiação solar deve permanecer constante e igual a 1 kW/m^2 de forma que a energia resultante seja equivalente à energia acumulada durante o dia. Pelas razões expostas na seção anterior, utiliza-se para o dimensionamento dos painéis uma taxa diária de insolação de 4.9 kWh/m^2 .

Para a cidade de Belo Horizonte, temos que o número de horas de sol pleno (SP) é:

$$SP = \frac{4.9 \text{ kWh} / \text{m}^2}{1 \text{ kW} / \text{m}^2} = 4.9 \text{ h} \quad (3.1)$$

Pode-se dizer então que o valor de 4.9 kWh/m^2 de radiação diária é produzido por 4,9 horas de potência incidente constante e igual a 1000 W/m^2 (condição padrão). Assim, os parâmetros adotados para o cálculo do arranjo de painéis fotovoltaicos e demais componentes do sistema são apresentados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4. Parâmetros para dimensionamento do sistema fotovoltaico

Carga instalada	98 W
Consumo diário de energia	326 Wh/dia
Radiação diária média mensal	4.9 kW/m ²
Tensão de operação do sistema C.C	24 V
Tensão de saída C.A.	110 V
Eficiência da fiação *	98 %
Eficiência do Banco de Baterias *	95 %
Eficiência do Inversor *	85 %
Eficiência do conversor C.C. *	90 %

* Valor padrão sugerido em [22].

Desta forma tem-se a potência mínima do gerador é:

$$P_{\min} = \frac{326Wh}{4.9h} = 66.53W \quad (3.2)$$

E a potência mínima corrigida considerando as perdas é:

$$P_{\min Corr} = \frac{66.53}{(0.98 \cdot 0.95 \cdot 0.85 \cdot 0.9)} = 93.41W \quad (3.3)$$

Devido a que às condições climáticas variam, é necessário que as baterias armazenem energia suficiente, não só para um período noturno, mas também para intervalos maiores com radiação solar abaixo da média. Determina-se, então, que o equipamento deva ter uma autonomia de 2 dias (de acordo com a resolução normativa n° 83, de 20 de setembro de 2004 da ANEEL, que determina este valor como mínimo para sistemas de baixo consumo diário) e que, ao voltar de uma condição de máxima descarga, que ele se recarregue completamente em 3 dias normais de sol.

Assim a potência mínima para uma autonomia de 2 dias é corrigida segundo [24]:

$$P_{aut} = 93.41 \cdot \left(1 + \frac{2}{3}\right) = 155.68W \quad (3.4)$$

(potência para 1 dia + potência extra para carregamento)

Diversa é a oferta de painéis fotovoltaicos encontrados comercialmente, hoje. A escolha adequada da potência dos painéis irá influenciar diretamente no número de painéis necessários para a geração exigida pela carga e, logicamente, nos custos do sistema fotovoltaico. Para o caso de estudo escolhe-se utilizar dois painéis de 80 W de potência nominal, ligados em série para fornecer uma tensão de 24 Volts, ficando assim uma potência instalada de 160 W em módulos fotovoltaicos. Escolhe-se o módulo da marca Isofoton modelo I-80 NP. As características elétricas deste painel são apresentadas na Tabela 3.5.

Tabela 3.5. Ficha técnica módulo Isofoton I-80 NP.

Parâmetros elétricos (1000 W/m ² , 25°C cell, AM1.5)	
Tensão nominal (Vn)	12 V
Potência máxima (Pmax)	80 Wp ± 10%
Corrente de curto circuito (Isc)	6.3 A
Tensão de circuito aberto (Voc)	21.6 V
Corrente de máxima potência (Imax)	5 A
Tensão de máxima potência (Vmax)	17.2 V
Coefficiente de temperatura de Isc	1.18 mA/°K
NOCT (800 W/m ² , 20°C amb, AM 1.5, 1 m/s)	47 °C

3.5 Dimensionamento do banco de baterias

Como a energia solar é variável e muito dependente das condições atmosféricas, o emprego de um sistema de armazenamento que garanta o fornecimento de energia à carga durante a noite ou em períodos com déficit de sol é imprescindível. Nos sistemas fotovoltaicos autônomos o banco de baterias junto com o arranjo fotovoltaico são os componentes de maior custo, devido à necessidade de manutenção periódica, e à menor vida útil das baterias em comparação, por exemplo, com os módulos fotovoltaicos, o que aumenta os custos do sistema por reposição de componentes. Assim então é importante uma boa escolha dos métodos de carga e descarga das baterias a fim de garantir uma prolongação da vida útil delas. Existe no mercado uma grande variedade de baterias, com diversas capacidades de armazenamento, estas podem ser arranjadas em série e/ou paralelo de acordo aos requerimentos do sistema.

Para o projeto do banco de baterias, devem também ser considerados dois parâmetros importantes; a autonomia do sistema e a profundidade de descarga aceita para as baterias.

A autonomia do sistema corresponde ao número de dias nos quais a energia armazenada no banco de baterias é suficiente para suprir a demanda sem nenhuma reposição de energia pelos painéis fotovoltaicos [22]. Este parâmetro representa a confiabilidade do sistema fotovoltaico, entretanto o aumento do número de dias de autonomia do sistema acarreta em um aumento direto nos custos do banco de baterias e conseqüentemente do sistema.

Como já foi analisada no Capítulo 2, a profundidade de descarga de uma bateria está relacionada diretamente com a vida útil dela. Como pode-se observar na Figura 3.1 [23], a utilização de uma profundidade de descarga elevada faz decair significativamente a vida útil da bateria. Assim, para a o projeto do sistema de armazenamento de energia do sistema fotovoltaico em estudo, será considerada uma profundidade de descarga de 30%, com o qual se espera garantir que o sistema de armazenamento de energia funcione como mínimo por um período de dois anos.

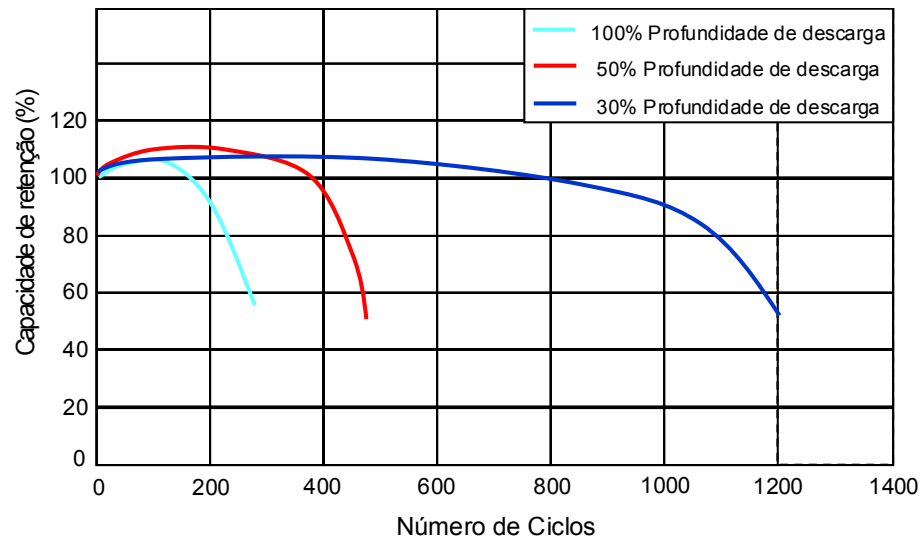


Figura 3.1. Curva da capacidade de retenção em função do número de ciclos (carga-descarga) para várias profundidades de descarga máxima para baterias de chumbo ácido do fabricante Newmax.

Assim o consumo diário de corrente da carga é:

$$I_{dia} = \frac{326Wh}{24V} = 13.58Ah \quad (3.5)$$

E o consumo de corrente corrigido considerando as perdas é:

$$I_{diaCorr} = \frac{13.58}{(0.98 \cdot 0.95 \cdot 0.85 \cdot 0.9)} = 19.06Ah \quad (3.6)$$

Então o consumo de corrente total do banco de baterias fica:

$$I_{total} = \frac{Consumo[Ah] \cdot Autonomia[dias]}{Profundidade.de.descarga} = \frac{2 \cdot 19.06Ah}{0.3} = 127.06Ah \quad (3.7)$$

Escolhem-se para o sistema duas baterias da marca Newmax modelo FNC 121500 de 150 Ah de capacidade e tensão nominal 12 volts cada, as quais serão conectadas em série para fornecer a tensão de 24 volts requerida no barramento CC.

3.6 Modelo do painel fotovoltaico

Nesta fase do projeto faz-se necessário obter um modelo do painel fotovoltaico, que permita simular seu comportamento. Para a modelagem matemática do arranjo fotovoltaico, utilizou-se o método descrito em [15], onde os autores apresentam um procedimento para se ajustar o comportamento do modelo ao obtido com módulos comerciais. A proposta é considerada interessante porque não segue a tendência de simplificar o circuito elétrico equivalente da célula fotovoltaica, com o conseqüente ganho na precisão do modelo, além disso, resulta em um modelo computacional de fácil e rápida implementação. A Tabela 3.6 mostra os parâmetros calculados para o módulo monocristalino Isofoton I80-NP. Detalhes sobre o procedimento de ajuste do modelo são apresentados no apêndice A.

Tabela 3.6. Parâmetros obtidos para o painel fotovoltaico Isofoton I-80 NP

Parâmetro	Valor
I_{SC}	6.3 A
V_{OC}	21.6 V
T_r	298.15 K
I_{rr}	1.7787e-8
α_T	1.18 mA/K
n	1.2
R_p	0.46 Ω
R_s	7 m Ω
E_G	1.1 eV
k	1.38e-23 J/K
q	1.6e-19 C

As Figuras 3.2(a) e 3.2(b) apresentam as famílias de curvas I-V e P-V respectivamente geradas pelo modelo, para distintos valores de radiação, mantendo a temperatura constante em 25 °C. As Figuras 3.3(a) e 3.3(b) apresentam as famílias de curvas I-V e P-V respectivamente, para distintos valores de temperaturas e com densidade luminosa incidente constante em 1000 W/m².

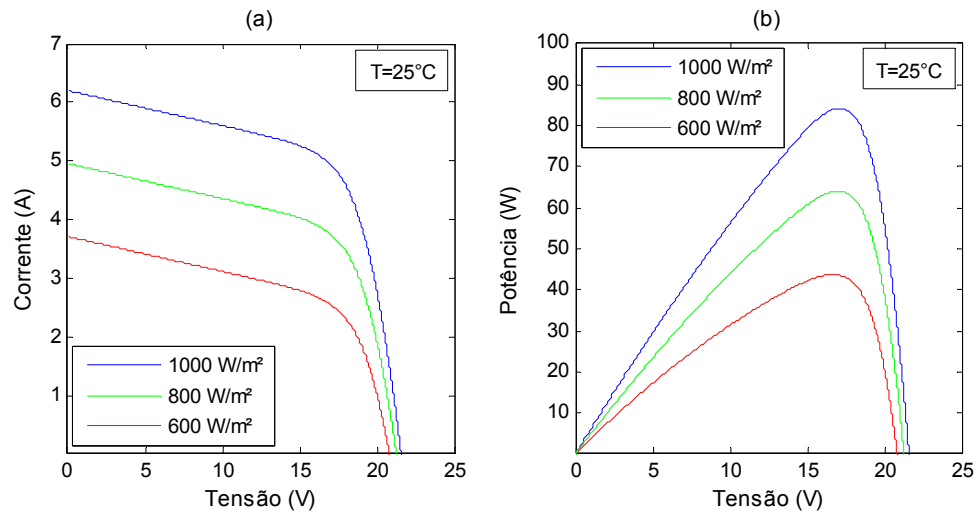


Figura 3.2. Curvas geradas para o módulo Isofoton I80-NP para distintas radiações e temperatura do painel igual a 25 °C. (a) Curvas I-V. (b) Curvas P-V.

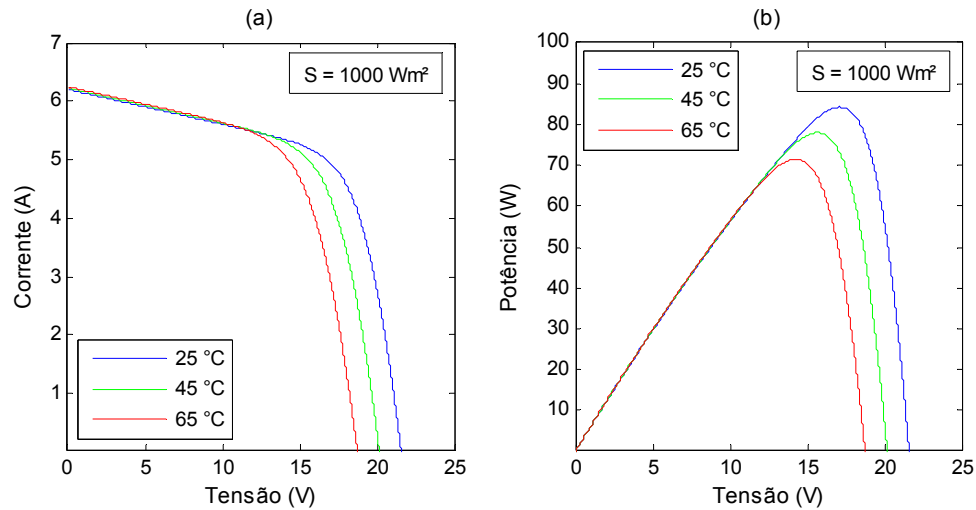


Figura 3.3. Curvas geradas para o módulo Isofoton I-80 NP para distintas temperaturas e radiação constante em 1000 W/m^2 . (a) Curvas I-V. (b) Curvas P-V.

As Figuras 3.4(a) e 3.4(b) apresentam as curvas características I-V e P-V respectivamente, simuladas para o arranjo de dois painéis Isofoton I-80 NP conectados em série, considerando variações na radiação incidente e temperatura constante. Comparado com apenas um painel, pode-se observar claramente como o arranjo dobra a tensão de circuito aberto, conseqüentemente dobrando também a potência fornecida. Obviamente a corrente se mantém igual pelo fato de ser uma topologia série. As Figuras 3.5(a) e 3.5(b) apresentam as curvas I-V e P-V respectivamente, considerando variações na temperatura do painel e radiação constante.

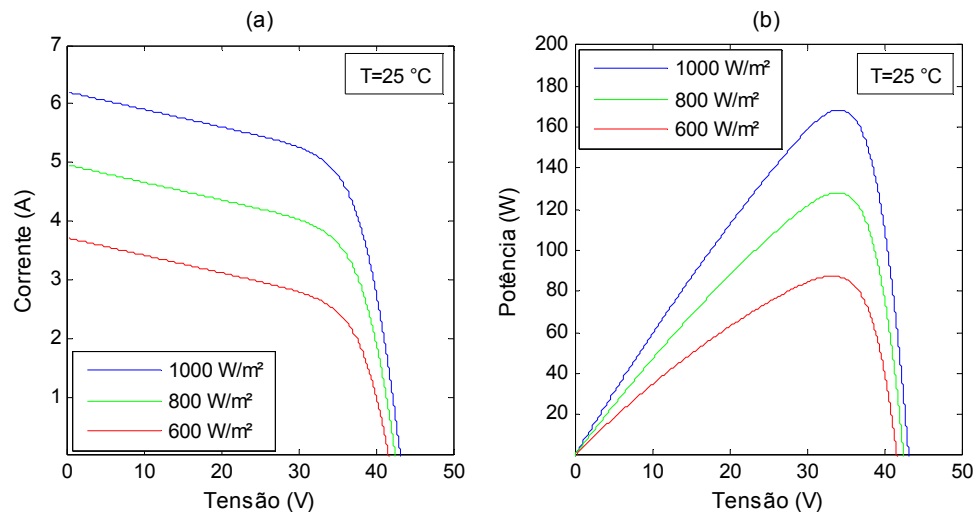


Figura 3.4. Curvas para o arranjo em série de dois painéis Isofoton I80-NP considerando variações na radiação incidente e temperatura de 25 °C . (a) Curvas I-V. (b) Curvas P-V.

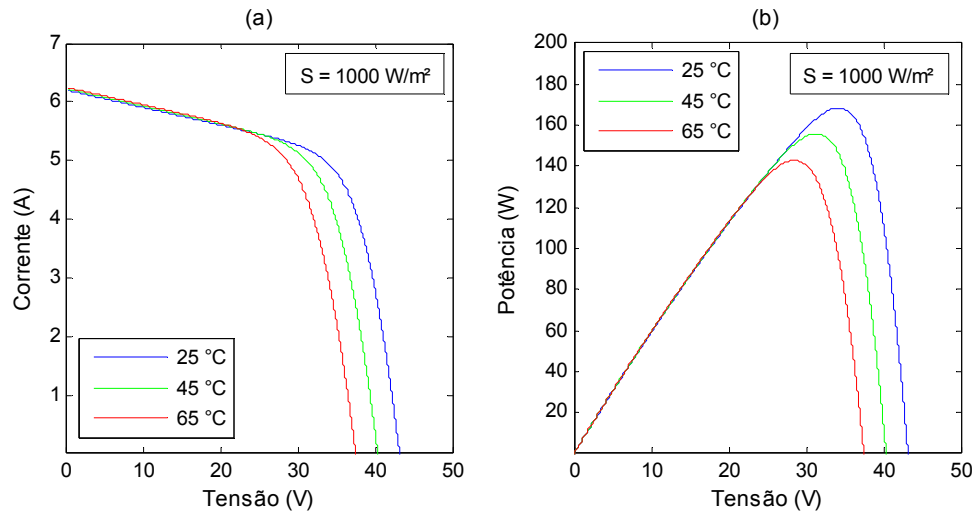


Figura 3.5. Curvas para o arranjo em série de dois painéis Isofoton I80-NP considerando variações na temperatura e radiação de 1000 W/m^2 . (a) Curvas I-V. (b) Curvas P-V.

3.7 Escolha da topologia do conversor CC-CC

Atendendo à configuração escolhida para o arranjo fotovoltaico (dois painéis isofoton I-80 NP conectados em série), e a faixa de operação de tensão do banco de baterias (entre 21-28.8V), as topologias mais adequadas para o carregador de baterias seriam a topologia Buck e a topologia Buck-Boost (atuando só como abaixador de tensão), posto que a tensão de máxima potência no arranjo fotovoltaico é maior à tensão de operação em uma ampla faixa de radiação incidente (Figura 3.6).

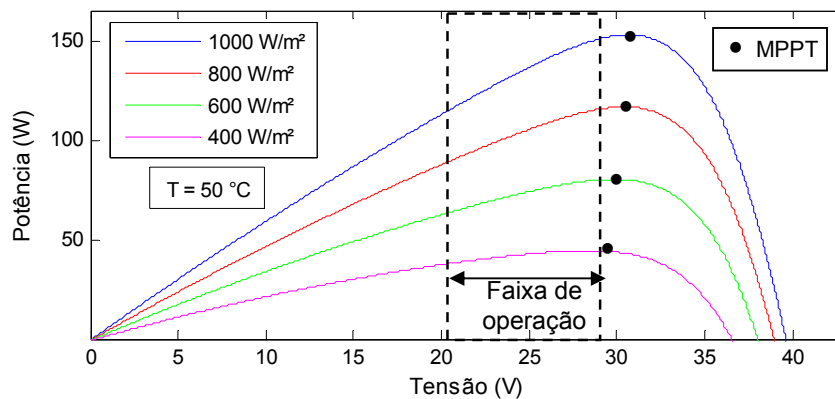


Figura 3.6. Faixa de operação do controlador de carga considerando o arranjo fotovoltaico em série, e um banco de duas baterias de chumbo-ácido de 12 V em série, para várias densidades de radiação incidente, e 50 °C de temperatura nos painéis.

Do ponto de vista da facilidade de implementação, o conversor Buck seria o mais apropriado, uma vez que o conversor Buck-Boost inverte a tensão de saída, o que poderia levar a um esquema de ligações mais complexo de analisar e de implementar [48].

Apesar da análise anterior, que pode representar um fator de escolha válido, a mesma não é conclusiva. Assim, dada a aplicação para a qual serão utilizados os conversores, admite-se que uma análise relativa à relação de potências (P_O/P_T) será a mais indicada. Nesta análise, P_O representa a potência à saída do conversor e P_T , a potência consumida pelos elementos de comutação, [48]. Para a análise descrita assume-se que:

- A ondulação de corrente é desprezada, ou seja, o conversor trabalhara somente em modo de condução contínua.
- A ondulação na tensão de saída é desprezível.
- A tensão de entrada pode variar, o que implica que o ciclo de trabalho deve ser controlado para manter a tensão á saída constante.

Com estes pressupostos, é possível calcular a tensão e corrente de pico no interruptor permitindo o cálculo de P_T . Conhecendo este valor desenham-se as curvas que relacionam a potência nas chaves com a potência à saída relativamente ao ciclo de trabalho. Estas curvas estão representadas na Figura 3.7 para vários conversores DC/DC [48]

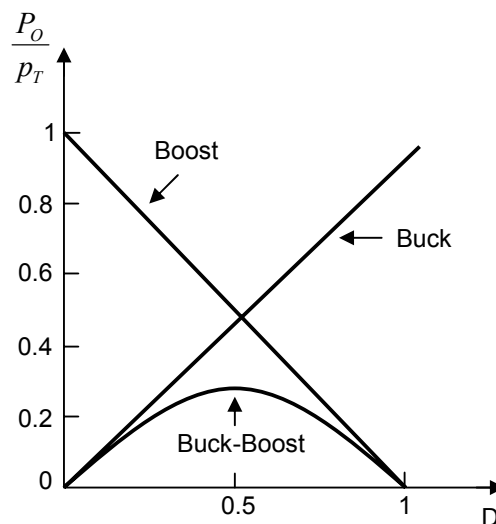


Figura 3.7. Utilização da energia em diversos conversores DC/DC.

Da Figura 3.7 pode-se concluir que a utilização dos elementos de comutação em conversores do tipo Buck é bastante boa, desde que a tensão de saída e de entrada sejam da mesma ordem de grandeza. Pelo contrário, no conversor Buck-boost os interruptores apresentam um fraco índice de utilização sob o ponto de vista da eficiência energética, atingindo um máximo de 25% com ciclo de trabalho de 0.5, ou seja, para situações em que a tensão de entrada é igual à de saída. Assim, uma vez que a eficiência energética é muito importante para aplicações fotovoltaicas, a escolha por um conversor Buck considera-se, para o caso em estudo, a mais adequada.

3.8 Dimensionamento do conversor Buck

Um Buck ideal operando em condução contínua tem a seguinte relação entre a tensão de entrada média V_i , e a de saída V_o em regime permanente [48]:

$$V_o = D \cdot V_i \quad (3.8)$$

Para o dimensionamento do conversor de potência foi considerada como condição limite de máxima potência disponível uma radiação incidente de 1000 W/m^2 e uma temperatura dos módulos igual a 15°C . Para essa condição de operação tem-se que: $V_{oc} = 44.6 \text{ V}$, $V_{max} = 35.74 \text{ V}$, $I_{max} = 4.88 \text{ A}$ e $P_{max} = 174.57 \text{ W}$. Todos esses valores podem ser observados na Figura 3.8.

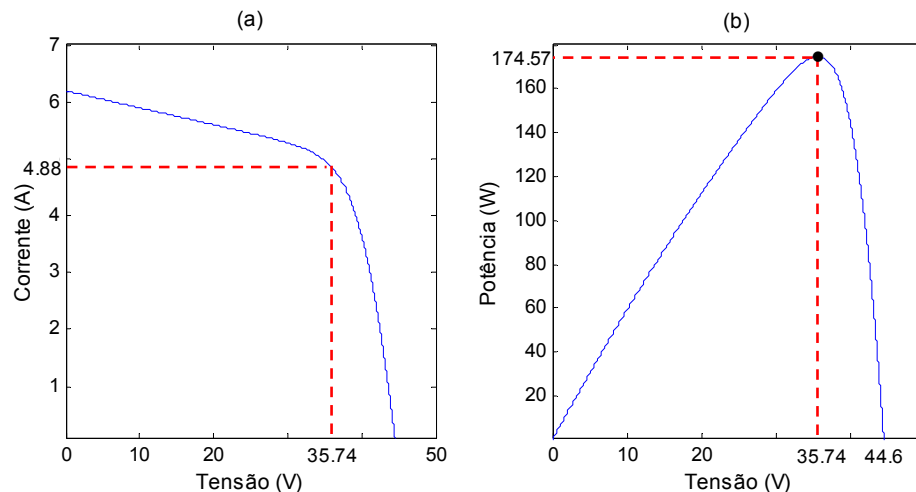


Figura 3.8. Curvas para o arranjo fotovoltaico considerando como condição limite uma radiação de 1000 W/m^2 e temperatura de 15°C . (a) Curva I-V. (b) Curva P-V.

Sabe-se que a tensão no banco de baterias variará de 21 V (1.75V por célula), quando ela está descarregada até 28.8 V (2.4 por célula) valor máximo a ser aplicado na recarga. Assim o menor ciclo de trabalho ocorre quando a tensão no arranjo é máxima $V_i = 44.6$ V e no banco é mínima $V_o = 21$ V, resultando em:

$$D_{\min} = \frac{V_{o\min}}{V_{i\max}} = \frac{21V}{44.6V} = 0.47 \quad (3.9)$$

Já que a potência do módulo depende da tensão nos seus terminais e, conseqüentemente de D, e que no conversor ideal as potências de entrada e saída são iguais, a corrente de saída deve seguir a variação de potência. A Figura 3.9 mostra essa situação. Nela pode-se ver que a corrente média máxima na saída é de 8.31 A, o qual ocorre para um ciclo de trabalho de 0.588 e para uma tensão no banco de baterias de 21 V (condição que gera as maiores correntes).

$$I_{o\max} = \frac{P_{\max}}{V_{o\min}} = \frac{174.57W}{21V} = 8.31A \quad (3.10)$$

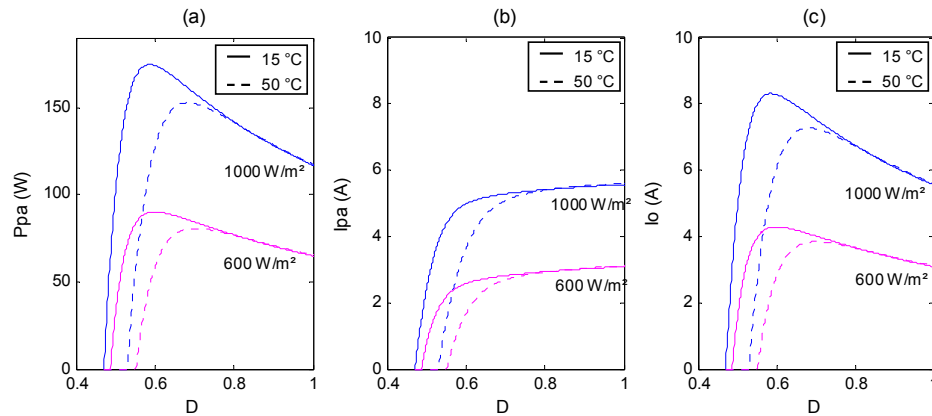


Figura 3.9. Curvas de potência e corrente médias em função do ciclo de trabalho, considerando uma tensão de saída no banco de bateria de 21 V. (a) Potência média no arranjo. (b) Corrente média no arranjo. (c) Corrente média no banco de baterias.

3.8.1 Determinação do indutor

As curvas em regime permanente de tensão e corrente no indutor e da corrente no capacitor para um conversor Buck são mostradas na Figura 3.10 [48].

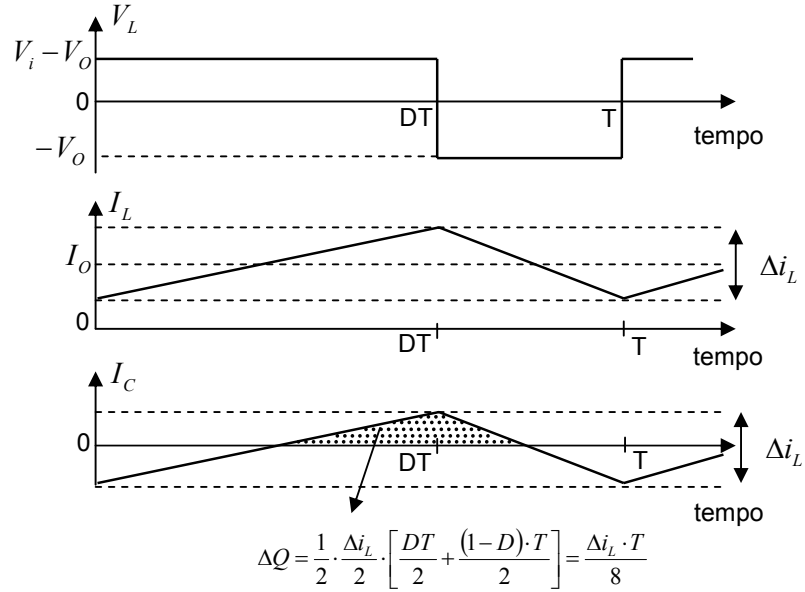


Figura 3.10. Curvas de tensão e corrente no indutor e de corrente no capacitor para um conversor Buck.

Considerando um Buck ideal e desprezando a ondulação (*ripple*) da tensão de saída, a ondulação de corrente no indutor de saída pode ser dada pela seguinte relação [48]:

$$\Delta i_L = \frac{V_i \cdot D \cdot T \cdot (1-D)}{L} \quad (3.11)$$

Na qual T é o período de chaveamento e L é a indutância do filtro de saída. Substituindo a Equação (3.8) em (3.11), obtém-se:

$$\Delta i_L = \frac{V_o \cdot T \cdot (1-D)}{L} \quad (3.12)$$

Assim, para um dado V_o , a ondulação máxima ocorrerá quando D for mínimo. No entanto, o valor mínimo de D depende de V_o de acordo com:

$$D_{\min} = \frac{V_o}{V_{i\max}} = \frac{V_o}{44.6V} \quad (3.13)$$

Isolando-se V_o e substituindo em (3.12), obtém-se:

$$\Delta i_L = \frac{V_{i\max} \cdot T \cdot (D_{\min} - D_{\min}^2)}{L} \quad (3.14)$$

Da Equação (3.14) percebe-se que a máxima ondulação de corrente no indutor se terá quando $D_{\min} - D_{\min}^2$ seja máximo. A Figura 3.11 mostra a curva $D_{\min} - D_{\min}^2$ em função da tensão no banco de baterias. Nela vê-se que para uma tensão no banco de bateria de 22.3 V (ciclo de trabalho $D = 0.5$ considerando $V_{i\max} = 44.6$ V) obtém-se o maior valor para $D_{\min} - D_{\min}^2 = 0.25$, em consequência a maior ondulação de corrente no indutor. Definindo uma frequência de chaveamento de 24 kHz para o projeto, e aceitando uma ondulação de corrente de 10% da máxima corrente média de saída $I_{O\max}$, obtém-se o filtro de saída manipulando-se a Equação (3.14):

$$L = \frac{44.5 \cdot 0.25}{24.000 \cdot 0.1 \cdot 8.31} = 558 \mu H \quad (3.15)$$

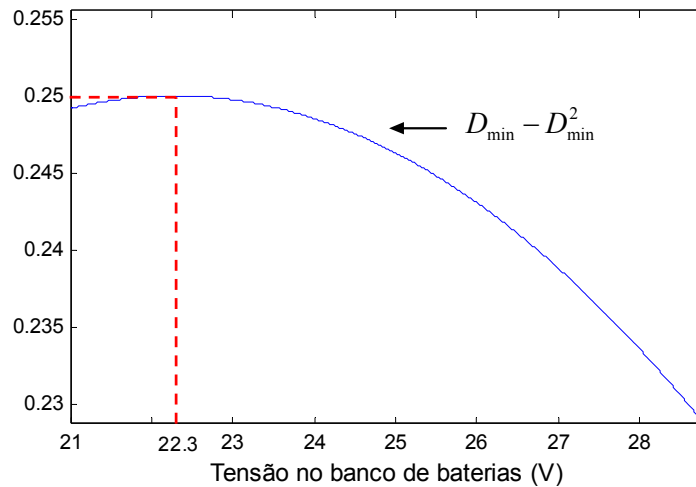


Figura 3.11. Curva $D_{\min} - D_{\min}^2$ em função da tensão no banco de baterias para $V_{i\max} = 44.6$ V.

3.8.2 Cálculo físico do indutor de filtragem

3.8.2.1 Escolha do Núcleo Adequado

Com o valor do indutor já calculado para o projeto, é preciso fazer o dimensionamento físico dele, procurando conseguir que seja funcional, ou seja, que não se sature nas condições de trabalho. Também é importante minimizar a adição de não linearidades próprias do indutor como a indutância magnetizante, indutância de dispersão, capacitâncias entre enrolamentos, capacitâncias entre espiras, etc. A Figura 3.12 mostra um modelo de um núcleo de ferrite do tipo E-E.

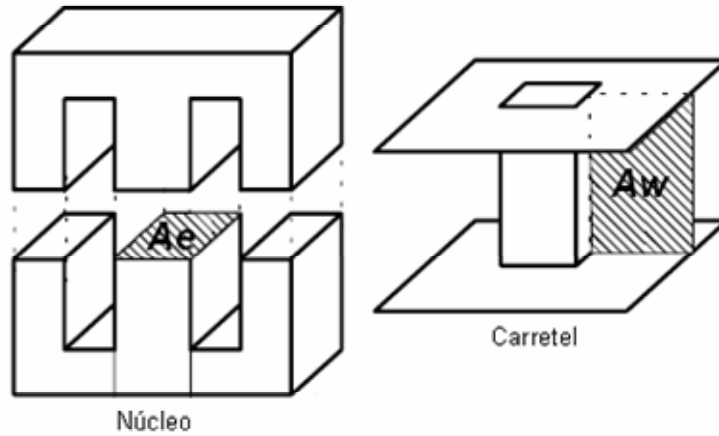


Figura 3.12. Núcleo e carretel do tipo E.

Em [36] define-se o valor do produto $A_e \cdot A_w$ necessário para a construção do indutor como:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{Lpico} \cdot I_{Lrms} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot F_u} \quad (3.16)$$

Onde:

A_e : área efetiva da perna central do núcleo.

A_w : área da janela onde é situado o enrolamento.

F_u : fator de ocupação do cobre dentro do carretel.

B_{\max} : máxima densidade de fluxo magnético [Tesla].

J_{\max} : máxima densidade de corrente elétrica no cobre do fio [A/cm²].

I_{Lpico} : corrente pico pelo indutor [A].

I_{Lrms} : corrente eficaz pelo indutor [A].

10^4 : ajuste de unidades para [cm⁴].

Os fabricantes de núcleos disponibilizam alguns tamanhos e formatos padrões de núcleos e, por este motivo, deve-se selecionar o núcleo com o $A_e \cdot A_w$ maior e mais próximo do calculado [36].

Para o calculo do produto dado por (3.16) é necessário determinar as correntes máximas de pico e eficaz que irão passar pelo indutor. Da Figura 3.10 pode-se observar que a corrente de pico no indutor em regime permanente para um conversor Buck é dada pela seguinte expressão:

$$I_{Lpico} = I_o + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (3.17)$$

Substituindo (3.12) em (3.17), obtém-se a expressão da corrente de pico do indutor em função do ciclo de trabalho.

$$I_{Lpico} = I_o + \frac{V_o \cdot T \cdot (1-D)}{2 \cdot L} \quad (3.18)$$

A Figura 3.13 mostra a corrente pico no indutor em função do ciclo de trabalho, para uma tensão no banco de baterias de 21 V. Pode-se observar que o maior pico de corrente no indutor $I_{Lpico \max}$ corresponde a 8.63 A, o qual ocorre para um ciclo de trabalho de 0.585.

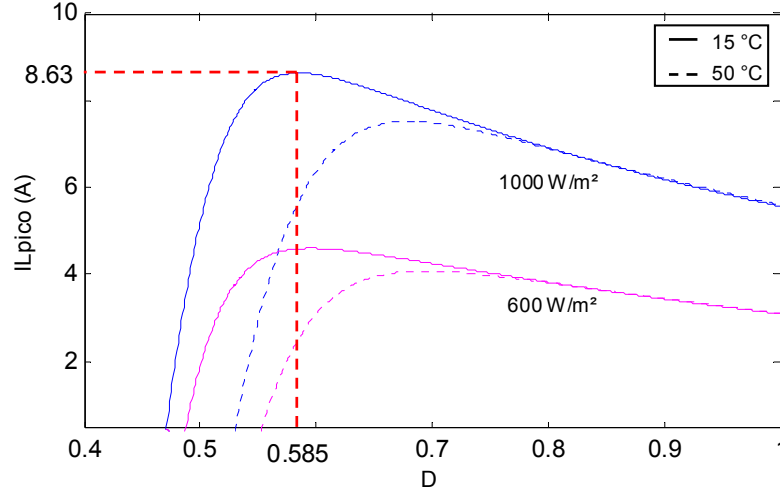


Figura 3.13. Corrente pico no indutor em função do ciclo de trabalho para $V_o = 21$ V.

A expressão abaixo apresenta a corrente eficaz no indutor em regime permanente de um conversor Buck em função da ondulação de corrente e da corrente média dele [24]. Apêndice x.

$$I_{Lrms} = I_o \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_L}{2I_o} \right)^2} \quad (3.19)$$

Combinando as Equações (3.12) e (3.19), obtém-se a expressão (3.20), abaixo, que representa a corrente eficaz no indutor em função do ciclo de trabalho. A Figura 3.14 mostra a simulação da corrente eficaz no indutor considerando uma tensão de saída de 21 V. Nota-se que o valor máximo é igual a 8.31 A para uma razão cíclica de 0.588, a mesma que produz a máxima corrente média I_{Omax} .

$$I_{Lrms} = I_o \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{V_o \cdot (1-D)}{2 \cdot f \cdot L \cdot I_o} \right)^2} \quad (3.20)$$

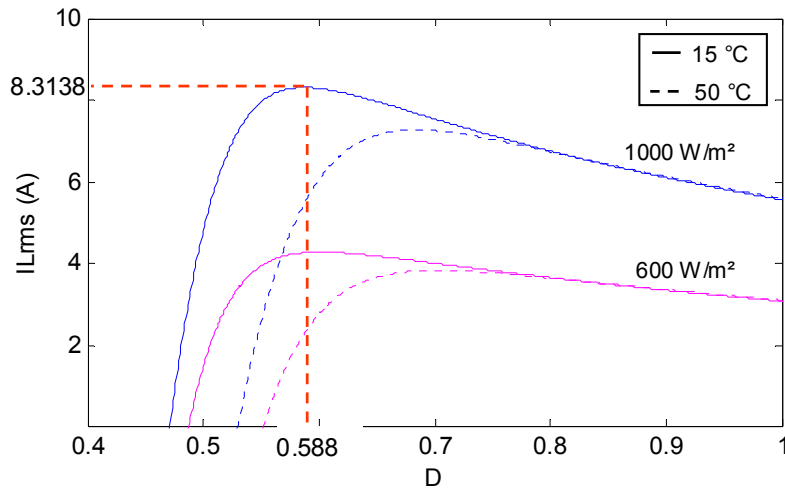


Figura 3.14. Corrente eficaz no indutor em função do ciclo de trabalho para $V_o = 21$ V.

Outro parâmetro a ser definido é a densidade máxima de fluxo magnético do núcleo do indutor. Segundo [36] os núcleos mais indicados para operação em elevadas frequências são os de ferrite, porém, estes apresentam algumas desvantagens em relação às lâminas de ferro silício, tais como baixa densidade de fluxo de saturação e baixa robustez a choques mecânicos. A Figura 3.15 mostra a curva de magnetização da ferrite IP6 [46]. Escolhe-se como fluxo magnético máximo para o projeto um valor de 0.25 Tesla, pois nessa região a curva de magnetização apresenta um comportamento linear, além de não ser muito afetada pela temperatura.

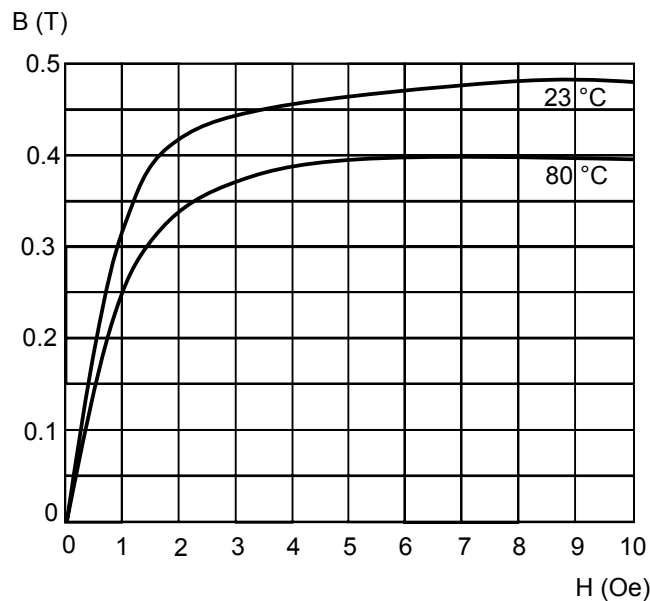


Figura 3.15. Curva de magnetização ferrite IP6.

O valor da densidade de corrente, que indica a capacidade de corrente por unidade de área, depende dos condutores utilizados nos enrolamentos. Para o projeto utiliza-se um valor de densidade máxima de corrente de 300 (A/cm²). Já para o fator de ocupação se aceita um valor típico para a construção de indutores de 0.7 [45], ou seja, que a área ocupada pelos enrolamentos será aproximadamente de 70% da janela. Assim, os valores para o cálculo do produto $A_e \cdot A_w$ são: $L = 588 \mu H$, $F_u = 0.7$, $J_{\max} = 300 A/cm^2$, $B_{\max} = 0.25 T$, $I_{Lpico \max} = 8.63 A$, $I_{Lrms} = 8.31 A$.

$$A_e \cdot A_w = \frac{558 \times 10^{-6} \cdot 8.31 \cdot 8.63 \cdot 10^4}{0.25 \cdot 300 \cdot 0.7} = 7.62 cm^4 \quad (3.21)$$

Escolhe-se assim o modelo NEE55/28/21 do fabricante Thornton que apresenta o produto $A_e \cdot A_w$ mais próximo ao calculado. As especificações desse modelo são apresentadas na Tabela 3.7.

Tabela 3.7. Especificações do núcleo NEE/55/28/21 do fabricante Thornton.

$A_e \cdot A_w$	8.85(cm ⁴)
A_e (área efetiva do núcleo)	3.54(cm ²)
A_w (área da janela)	2.5(cm ²)
L_e (comprimento efetivo do núcleo)	12(cm)
l_e (comprimento médio de uma espira)	11.6(cm / espira)
μ_r (permeabilidade relativa do núcleo)	1623 sem gap
V_e (volume magnético efetivo do núcleo)	42.5(cm ³)
Peso aproximado	109 grms

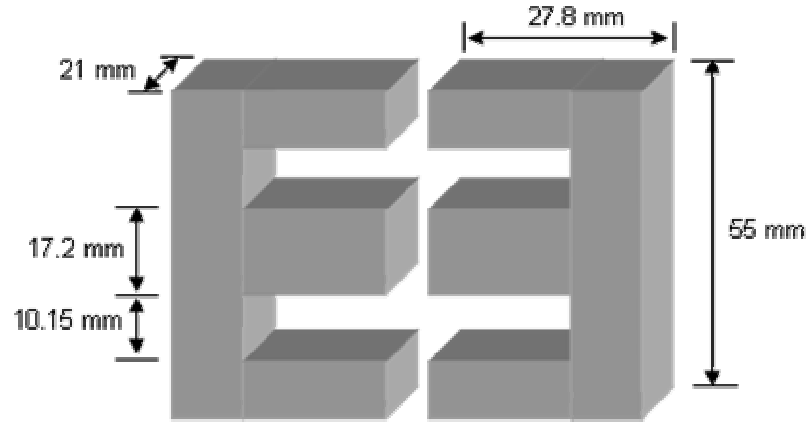


Figura 3.16. Dimensões do núcleo de ferrite NEE-55/28/21 escolhido para o indutor.

3.8.2.2 Número de Espiras

O número de espiras N é obtido diretamente da expressão abaixo[45]:

$$N = \frac{L \cdot I_{Lpico\ max} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot A_e} = \frac{558 \times 10^{-6} \cdot 8.63 \cdot 10^4}{0.25 \cdot 3.54} = 54.41 \approx 54 \quad (3.22)$$

3.8.2.3 Cálculo do entreferro

O valor do entreferro l_{gap} necessário para o indutor pode-ser obtida conforme à expressão abaixo [24]:

$$l_{gap} = L_e \left(\frac{1}{\mu_e} - \frac{1}{\mu_r} \right) \quad (3.23)$$

Onde:

μ_e : permeabilidade relativa equivalente do núcleo.

μ_r : permeabilidade relativa do núcleo.

A permeabilidade relativa do núcleo é fornecida pelo fabricante e a permeabilidade relativa equivalente do núcleo pode-se determinar pela expressão [24]:

$$\mu_e = \frac{B_{\max}^2 \cdot V_e}{2 \cdot \mu_0 \cdot W_{L(\max)}} \quad (3.24)$$

Onde:

μ_0 : permeabilidade do núcleo.

V_e : volume magnético efetivo do núcleo.

$W_{L \max}$: máxima energia a armazenar no indutor.

Para determinar a permeabilidade relativa equivalente do núcleo, é necessário conhecer a energia armazenada em um indutor. Essa energia é dada pela seguinte expressão:

$$W_L = \frac{1}{2} \cdot I_L^2 \cdot L \quad (3.25)$$

Na qual I_L é a corrente que passa por o indutor. Para um ciclo de trabalho D dado, W_L é máxima nos picos de I_L , assim a máxima energia armazenada no indutor será:

$$W_{L \max} = \frac{1}{2} \cdot I_{L \text{ pico max}}^2 \cdot L \quad (3.26)$$

Assim, considerando a corrente de pico máxima do indutor (calculada anteriormente), obtém-se a máxima energia que vai-ser armazenada no indutor.

$$W_{L \max} = \frac{1}{2} \cdot I_{L \text{ pico max}}^2 \cdot L = \frac{1}{2} \cdot 8.63^2 \cdot 558 \times 10^{-6} = 20.77[mJ] \quad (3.27)$$

Substituindo (3.27) em (3.24), calcula-se a permeabilidade relativa equivalente:

$$\mu_e = \frac{0.25^2 \cdot 42500 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 18.78 \cdot 10^{-3}} = 56.23 \quad (3.28)$$

Substituindo $L_e = 120 \text{ mm}$, $\mu_r = 1623$ fornecidos pelo fabricante do núcleo (de Tabela 3.7) e $\mu_e = 56.23$ calculado anteriormente em (3.23), calcula-se o valor do entreferro:

$$l_{gap} = 120 \cdot \left(\frac{1}{56.23} - \frac{1}{1623} \right) = 2.05(mm) \quad (3.29)$$

Tem-se que dizer que o valor calculado é referente ao comprimento total do entreferro, porém, no caso dos núcleos do tipo E-E onde o entreferro normalmente é colocado nas pernas laterais, em cada perna lateral deve existir um entreferro com metade do valor calculado.

3.8.2.4 Cálculo da Bitola dos Condutores

A utilização de condutores em altas frequências deve levar em conta o efeito pelicular (*skin efect*). É sabido que, à medida que a frequência aumenta, a corrente no interior de um condutor tende se distribuir pela periferia, ou seja, existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central. Esse efeito causa uma redução na área efetiva do condutor. Em outras palavras, o efeito pelicular atua de maneira a limitar a área máxima do condutor a ser empregado. O valor da profundidade de penetração pode ser obtido através da Equação (3.30) [45]. Desta forma, o condutor utilizado não deve possuir um diâmetro superior ao valor 2Δ , onde:

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} \quad (3.30)$$

Sendo f a frequência de chaveamento que, para o projeto, foi definida como 24 kHz. Assim:

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{24.000}} = 0.04841(cm) \quad (3.31)$$

De acordo com (3.31), o condutor deveria possuir um diâmetro inferior a $2\Delta = 0.096$ cm. A área do condutor A_{con} necessária para o cálculo da bitola do fio depende da máxima densidade de corrente admitida para o condutor e da máxima corrente eficaz que passara por ele, conforme (3.32) [45].

$$A_{con} = \frac{I_{Lrms\ max}}{J_{max}} = \frac{8.31A}{300A/cm^2} = 0.0277cm^2 \quad (3.32)$$

O diâmetro correspondente à área dada por (3.32) é aproximadamente de 0.187 cm. Eventualmente se poderia utilizar o fio AWG 13 que possui um diâmetro de 0.183 cm, porém ele não é menor a 2Δ . Sendo assim, é necessário associar condutores em paralelo, formando o que se conhece por fio Litz, afim de que se possa conduzir a corrente sem superaquecimento dos fios. O número de condutores pode ser calculado da expressão abaixo [45]:

$$n_{condutores} = \frac{A_{con}}{A_{Skin}} \quad (3.33)$$

Onde A_{Skin} corresponde à área do condutor cujo diâmetro máximo é limitado pelo valor 2Δ [45]. Tem-se que o fio AWG 19 tem diâmetro 0.091cm (menor que $2\Delta = 0.096cm$), cuja área sem isolamento é $A_{Skin} = 0.006527\ cm^2$ [47]. Desta forma o número de condutores AWG 19 em paralelos necessários fica:

$$n_{condutores} = \frac{0.0271(cm^2)}{0.006527(cm^2)} \approx 4 \quad (3.34)$$

Assim, a área total ocupada pelos condutores pode-se determinar por meio da expressão seguinte:

$$A_{total} = N \cdot n_{condutores} \cdot A_{Skin+isol} \quad (3.35)$$

Onde $A_{Skin+isol}$ corresponde à área do condutor mais a camada de isolamento. Para o modelo AWG 19 essa área corresponde a $0.007794\ cm^2$ [47].

$$A_{total} = 54 \cdot 4 \cdot 0.007794(cm^2) = 1.6835(cm^2) \quad (3.36)$$

Assim a área ocupada pelos condutores corresponde a 67.34% da área total da janela.

3.8.2.5 Cálculo das perdas no indutor

3.8.2.5.1 Cálculo das perdas no cobre

As perdas no cobre dependem diretamente da resistência do enrolamento, que pode ser facilmente calculada como [45]:

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{fio} \cdot l_e \cdot N}{n_{condutores}} \quad (3.37)$$

Onde ρ_{fio} corresponde à resistividade do fio por cm. Para o fio AWG 19 essa resistividade corresponde a 0.000264 (Ω/cm) para uma temperatura de 20 °C [47]. Assim a resistência do enrolamento do indutor fica:

$$R_{cobre} = \frac{0.000264(\Omega/cm) \cdot 11.6(cm) \cdot 54}{4} = 41.3m\Omega \quad (3.38)$$

As perdas no cobre do indutor podem ser aproximadas usando-se a resistência em corrente contínua do enrolamento, visto que a ondulação de corrente é pequena. Elas são iguais a:

$$P_{cobre} = R_{cobre} \cdot I_{Lrms}^2 \quad (3.39)$$

Na qual I_{Lrms} é dada pela Equação (3.19).

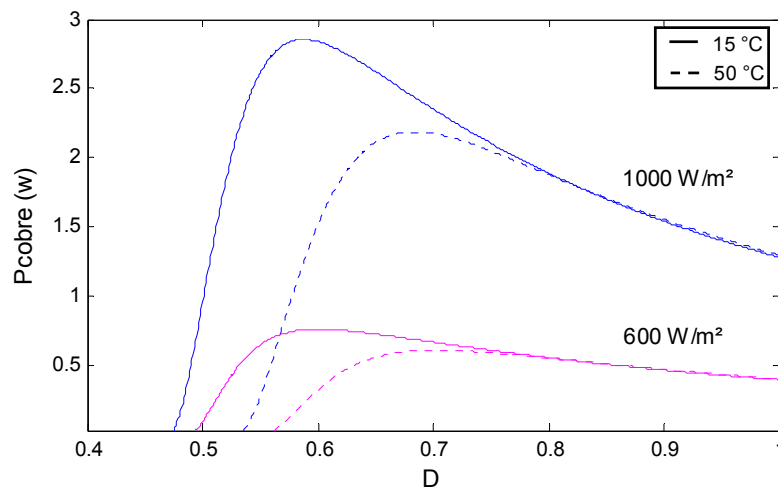


Figura 3.17. Perdas no cobre em função do ciclo de trabalho D, para $V_o = 21$ V.

3.8.2.5.2 Cálculo das perdas magnéticas

As perdas magnéticas são devidas basicamente à histerese e às correntes parasitas. Em [47] propõe-se uma expressão empírica que permite determinar com boa aproximação o valor das perdas no núcleo. Ela é expressa como:

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f + K_f \cdot f^2) \cdot V_e \quad (3.40)$$

Onde:

K_h : coeficiente de perdas por histerese.

K_f : coeficiente de perdas por correntes parasitas.

V_e : volume magnético efetivo do núcleo (cm^3).

f : frequência de operação (Hz).

ΔB : excursão da densidade de fluxo magnético (Tesla).

A Equação (3.40) mostra que as perdas no núcleo aumentam com a frequência de operação e com a excursão da densidade de fluxo. Para frequências inferiores a 40 kHz, geralmente as perdas no núcleo são desprezadas [47]. As perdas no material magnético dependem da variação da densidade de fluxo B em cada período de chaveamento. A Figura 3.18 mostra o comportamento da densidade de fluxo.

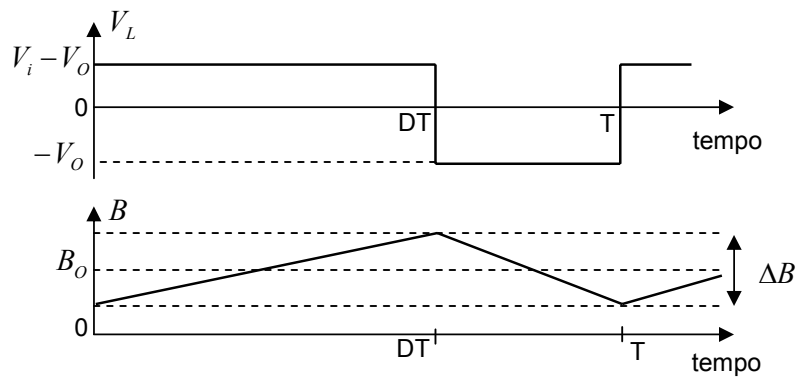


Figura 3.18. Curvas da tensão e da densidade de fluxo no indutor.

A densidade de fluxo relaciona-se com a tensão no indutor da forma mostrada na seguinte expressão [24]:

$$v_L = N \cdot A_e \frac{dB}{dt} \quad (3.41)$$

Assim, a excursão da densidade magnética em função do ciclo de trabalho é [24]:

$$|\Delta B| = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot N \cdot A_e} \quad (3.42)$$

De forma similar à Equação (3.11), pode-se mostrar que a variação de fluxo magnético é máxima para $V_o = 23.2 \text{ V}$ e $D = 0.5$. Assim, a máxima excursão do fluxo é:

$$\Delta B = \frac{23.2 \cdot (1-0.5)}{24.000 \cdot 2 \cdot 54 \cdot 3.54 \cdot 10^{-4}} = 12.64 \text{ mT} \quad (3.43)$$

Para núcleos de ferrite do fabricante Thornton tem-se que $K_h = 4 \cdot 10^{-5}$ e $K_f = 4 \cdot 10^{-5}$ [47]. Desta forma obtém-se a máxima perda magnética como:

$$P_{nucleo \max} = 0.01264^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 24000 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 24000^2) \cdot 42.5 = 1.4 \text{ mW} \quad (3.44)$$

O valor obtido para a perda máxima no núcleo do indutor indica que as perdas magnéticas praticamente não têm incidência na eficiência global do conversor, posto que são muito menores às perdas provocadas pelo efeito Joule no enrolamento (Figura 3.17) e as provocadas pelos componentes semicondutores (Figuras 3.24 e 3.25). Logo elas serão desprezadas para o cálculo da eficiência do conversor.

3.8.3 Determinação do capacitor de saída do Buck

No capacitor de saída C do conversor Buck circula a componente alternada da corrente do indutor, enquanto no banco de baterias circula a componente média. Como mostrado na Figura 3.19, a corrente no capacitor I_C provoca tanto uma variação da carga no capacitor quanto uma queda de tensão na sua resistência parasita série (ESR). Devido a que as tensões ΔV_C e V_{RSE} encontram-se em quadratura, estas devem ser adicionadas ponto a ponto para se determinar a forma e os valores exatos da tensão de carga [47].

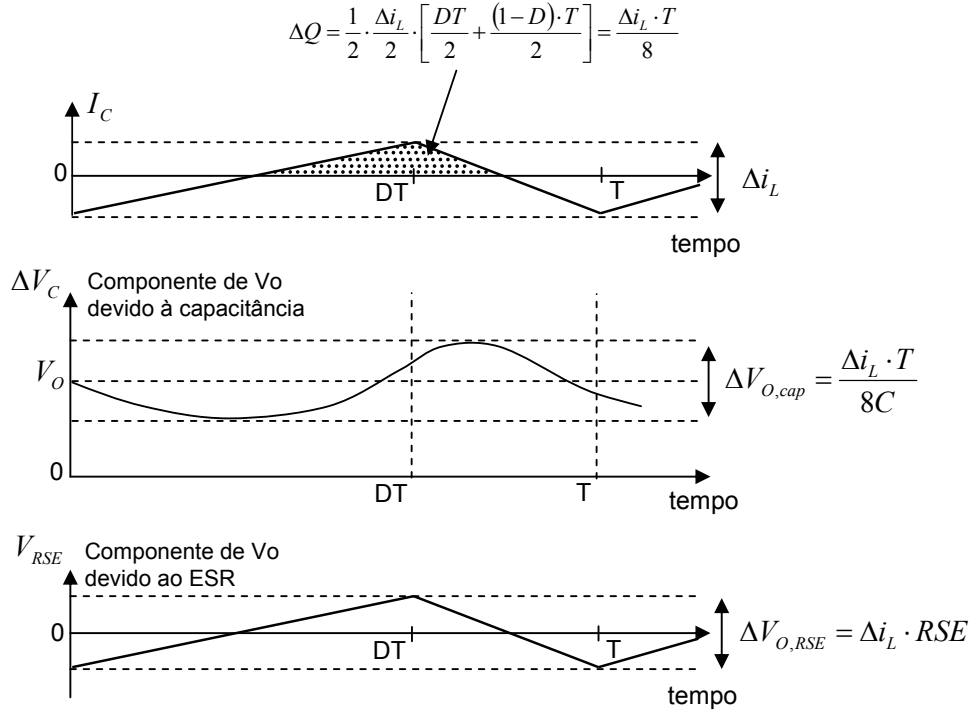


Figura 3.19. Curvas da corrente e das componentes da ondulação de tensão no capacitor C .

A seguir são dadas as expressões da ondulação de tensão no capacitor provocada pela variação de carga e a ondulação de tensão provocada pela resistência série equivalente, respectivamente [48]:

$$\Delta V_{O,cap} = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot C \cdot f} \quad (3.45)$$

$$\Delta V_{O,RSE} = \Delta i_L \cdot RSE \quad (3.46)$$

Aceita-se uma ondulação máxima de tensão provocada pela variação de carga de 1% da tensão mínima da tensão média de saída (valor sugerido em [47]). Assim, manipulando a Equação (3.45), determina-se o valor mínimo da capacitância do capacitor de saída.

$$C = \frac{\Delta i_L}{\Delta V_{O,RSE} \cdot 8 \cdot f} = \frac{0.1 \cdot 8.31}{0.01 \cdot 21 \cdot 8 \cdot 24000} = 19.85 \mu F \quad (3.47)$$

Já para a ondulação de tensão provocada pela resistência parasita série, escolhe-se também que esta seja no máximo de 1% da tensão mínima da tensão média de saída. Desta forma com (3.46) calcula-se a máxima resistência parasita admissível.

$$RSE = \frac{\Delta V_{O,RSE}}{\Delta i_L} = \frac{0.01 \cdot 21}{0.1 \cdot 8.31} = 252.7 m\Omega \quad (3.48)$$

Segundo [47], na prática o valor de V_{RSE} é em geral predominante e pode ser tomado como o único responsável pela ondulação de tensão na carga. Tendo isso em vista, escolhe-se o capacitor comercial em função de sua resistência parasita, menor a 252 mΩ. A Tabela 3.8 mostra as características do capacitor comercial escolhido.

Tabela 3.8. Capacitor eletrolítico de saída do conversor.

Marca	Epcos
Capacitância	560 uF
Tensão	100 V dc
RSE(max), 10kHz, 20°C	230 mΩ

3.8.4 Determinação do capacitor C_i de entrada do Buck

Pode-se considerar que a corrente e a tensão no capacitor de entrada C_i do conversor Buck apresentem o comportamento mostrado na Figura 3.20. Enquanto o Mosfet não conduz, a corrente dos módulos carrega o capacitor. Quando ele conduz, o capacitor fornece corrente que, somada à dos módulos, é igual a i_L .

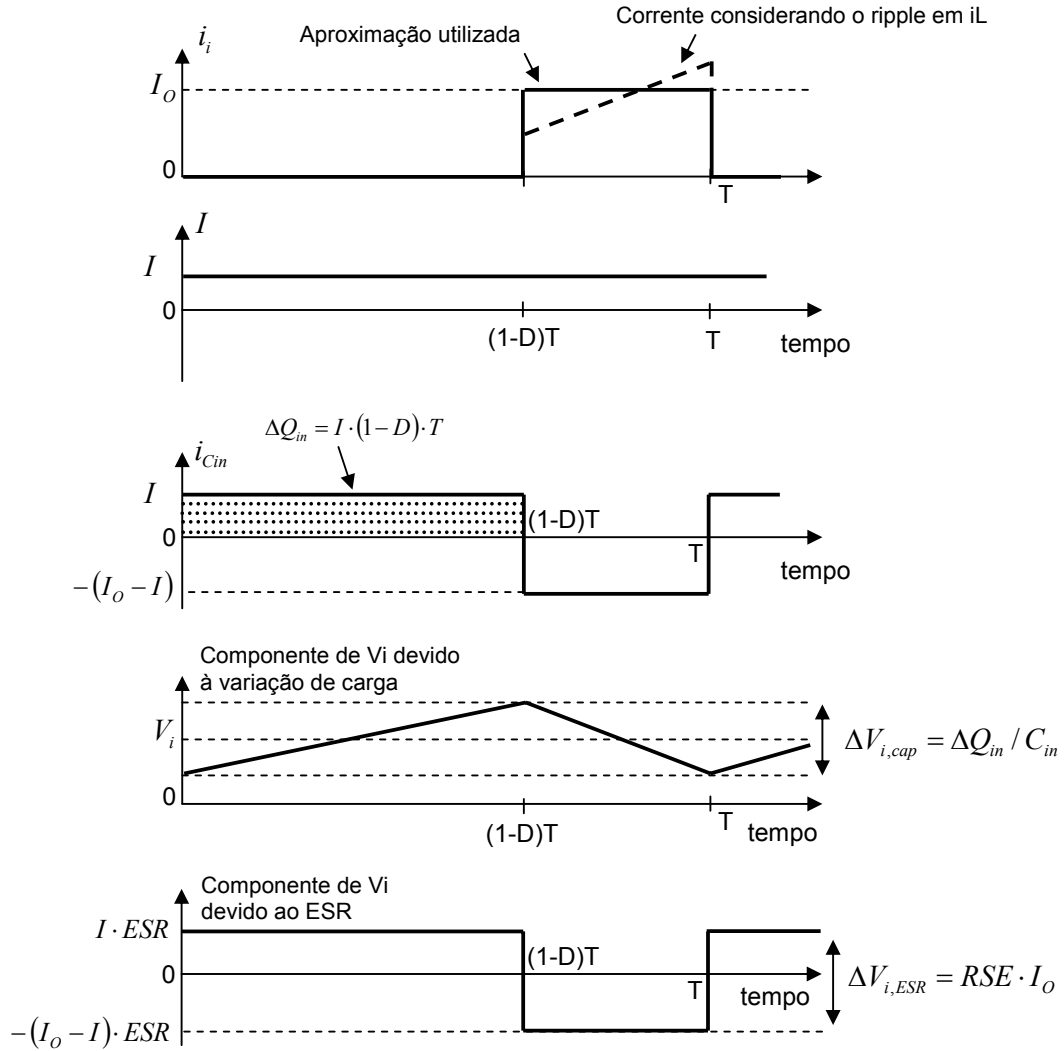


Figura 3.20. Curvas da tensão no capacitor de entrada do Buck e dos componentes da tensão.

Despreza-se o ripple nos indutores dos filtros de entrada e saída.

Da Figura 3.20 pode-se observar que a variação da tensão V_i devida à variação de carga no capacitor de entrada em função do ciclo de trabalho é dada como:

$$\Delta V_i = \frac{\Delta Q_{in}}{C_{in}} = \frac{I \cdot (1-D) \cdot T}{C_{in}} \quad (3.49)$$

A Figura 3.21 mostra a simulação feita para a variação de carga ΔQ_{in} em função do ciclo de trabalho. Para a tensão no banco de baterias de 21V, condição que gera os maiores valores, observa-se que ΔQ_{in} é máximo para $D=0.575$ e é igual a $84.34\mu C$. Desta forma, escolhendo a máxima variação da tensão ΔV_i devido à variação de carga igual a 0.5% da tensão máxima dos módulos, obtém-se o valor para a capacitância do capacitor de entrada.

$$C_{in} = \frac{\Delta Q_{in}}{\Delta V_i} = \frac{84.34 \times 10^{-6}}{0.005 \cdot 44.6} = 378.2 \mu F \quad (3.50)$$

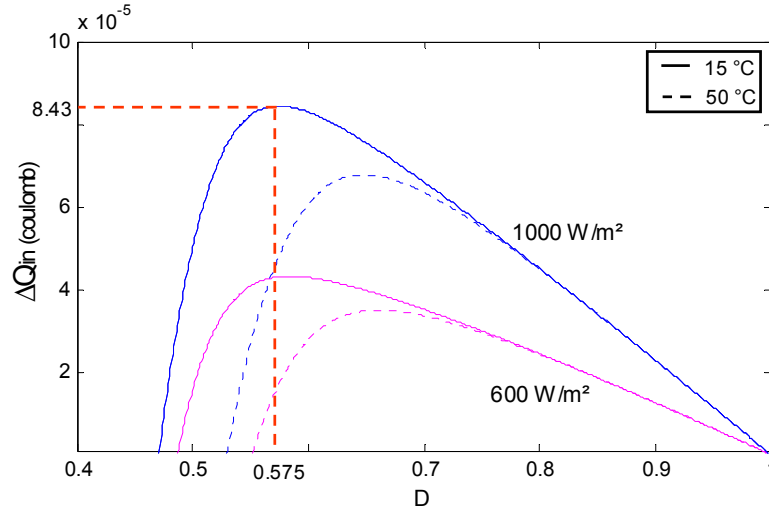


Figura 3.21. Variação de carga ΔQ_{in} em um período de chaveamento em função do ciclo de trabalho D , para $V_o=21$ V.

A variação da tensão v_i devida à queda de tensão na resistência série equivalente do capacitor de entrada é aproximada por:

$$\Delta V_{i,RSE} \approx RSE \cdot I - RSE \cdot [-(I_o - I)] \approx RSE \cdot I_o \quad (3.51)$$

Aceitando uma máxima variação de tensão devido à queda na RSE igual a 1,5% da tensão máxima nos módulos, obtém-se:

$$RSE = \frac{\Delta V_{i,RSE}}{I_o} = \frac{0.01 \cdot 44.6}{8.31} = 53.6 m\Omega \quad (3.52)$$

Nota-se que neste caso os picos de variação de tensão coincidem. Entretanto, seus valores máximos ocorrem para ciclos de trabalho diferentes. A máxima ondulação provocado pela variação de carga ocorre para um ciclo de trabalho de $D=0.575$, enquanto que a máxima ondulação provocada pela resistência parasita acontece para $D=0.588$ (o mesmo que causa a máxima corrente média de saída). Assim certamente a ondulação da tensão de entrada será menor que 1.5% da tensão máxima dos módulos.

Da mesma forma que para o capacitor de saída calculado na seção anterior, a escolha de um valor comercial será feita em função de sua RSE, neste caso, menor que 53 mΩ. Na Tabela 3.9 mostram-se as características do capacitor comercial escolhido.

Tabela 3.9. Capacitor eletrolítico de entrada do conversor.

Marca	Epcos
Capacitância	4700 uF
Tensão	63 V dc
RSE(max), 10kHz, 20°C	50 mΩ

3.8.5 Determinação do Mosfet

Para a escolha do Mosfet, foi realizado um cálculo das perdas. Usa-se o modelo simplificado para o Mosfet como é mostrado na Figura 3.22(b). As perdas em um Mosfet, quando empregado em um conversor estático, são análogas às perdas de um transistor bipolar, ou seja, uma parcela é associada às perdas de condução e outra às perdas pela comutação.

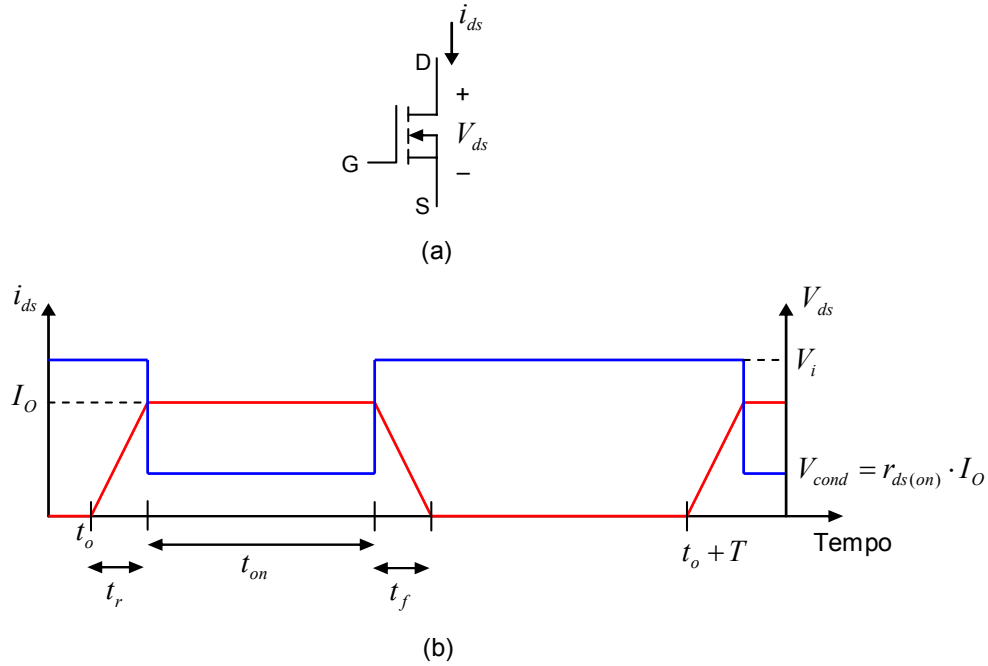


Figura 3.22. Modelo simplificado do funcionamento do Mosfet, usado no cálculo de perdas. (a) Definição das variáveis. (b) Curvas de chaveamento do Mosfet.

De acordo à Figura 3.22 as perdas de condução são dadas pela seguinte expressão:

$$P_{cond} = r_{ds(on)} \cdot I_O^2 \cdot \frac{t_{on}}{T} = r_{ds(on)} \cdot I_O^2 \cdot D \quad (3.53)$$

Onde $r_{ds(on)}$ corresponde à resistência dreno-source na condução.

As perdas de chaveamento são dadas por 2 parcelas. A primeira delas é pela potência dissipada na subida e descida da corrente i_d , mostradas na Figura anterior, dada por:

$$P_{chav} = \frac{v_i \cdot I_0}{2 \cdot T} \cdot (t_r + t_f) \quad (3.54)$$

A segunda é dada pelo descarregamento da capacitância *dreno-source*, C_{ds}

$$P_{c_{ds}} = \frac{1}{2 \cdot T} \cdot C_{ds} \cdot V_i^2 \quad (3.55)$$

Além da capacitância *dreno-source*, o Mosfet apresenta mais duas capacitâncias, a capacitância *gate-dreno* (C_{gd}) e a capacitância *gate-source* (C_{gs}), elas são mostradas na Figura 3.23.

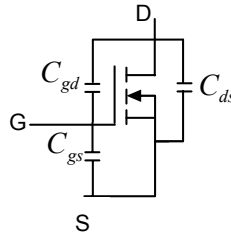


Figura 3.23. Capacitâncias presentes em um mosfet.

Os fabricantes não fornecem diretamente estas capacitâncias. Eles definem outras três capacitâncias, elas são: capacitância de entrada (C_{iss}), a capacitância de saída (C_{oss}) e a capacitância de transferência (C_{rss}), com esta informação pode obter-se indiretamente a capacitância *dreno-source* com as relações a seguir [47]:

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd} \quad (3.56)$$

$$C_{rss} = C_{gd} \quad (3.57)$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd} \quad (3.58)$$

Assim, as perdas totais no Mosfet em função da razão cíclica são:

$$P_{mosfet} = r_{ds} \cdot I_o^2 \cdot D + \frac{v_i \cdot I_0}{2 \cdot T} \cdot (t_r + t_f) + \frac{1}{2 \cdot T} \cdot C_{ds} \cdot V_i^2 \quad (3.59)$$

Depois de testar vários modelos, foi escolhido o Mosfet IRF540Z da International Rectifier, pois foi o que apresentou as menores perdas. A Tabela 3.10 apresenta os

parâmetros mais relevantes deste Mosfet para o cálculo das perdas, eles foram tirados do seu catálogo.

Tabela 3.10. Características elétricas do Mosfet IRF540Z.

V_{DSS} (Max. Tensão dreno-source)	100 V DC
$I_{D(max)}$ (Max. Corrente de dreno)	36 A DC
$r_{DS(on)}$	26.5m Ω
t_r	51 ns
t_f	39 ns
C_{iss}	1770 pF
C_{oss}	180 pF
C_{rss}	100 pF
C_{ds} (Calculada)	80 pF

A Figura abaixo mostra as perdas totais em função da razão cíclica para o mosfet escolhido. A maior perda ocorre para um ciclo de trabalho $D=0.605$ e corresponde a 1.407 W.

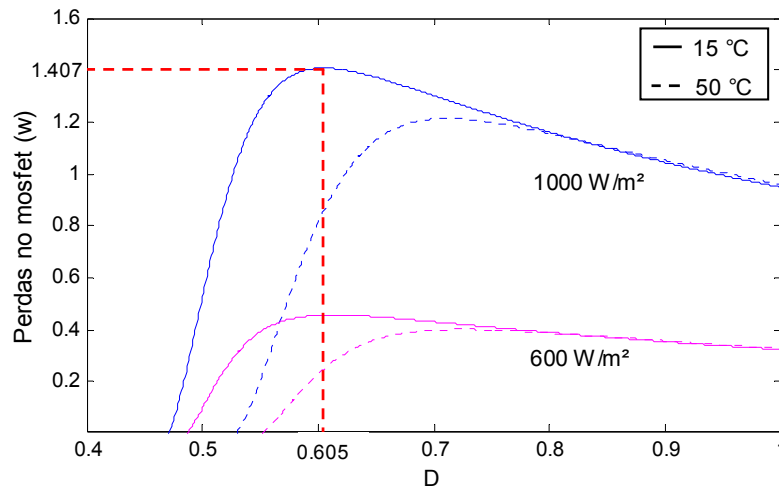


Figura 3.24. Perdas totais no Mosfet em função do ciclo de trabalho D, para $V_o=21$ V

3.8.6 Determinação do diodo do Buck

Da mesma forma que no caso do Mosfet, o diodo apresenta perdas por condução e comutação. Devido ao fato de se utilizar um diodo Schottky neste projeto, as perdas de chaveamento serão desprezadas. Sendo assim, somente as perdas de condução serão consideradas. Elas, em função do ciclo de trabalho para um conversor Buck são dadas como [47]:

$$P_{diodo} = (V_f \cdot I_O + r_T \cdot I_{rms}^2)(1 - D) \quad (3.60)$$

Onde:

r_T : resistência de condução direta do diodo

V_f : queda de tensão no diodo na condução

A máxima corrente média que o diodo deve suportar é de 8.31 A, que é a condição de máxima potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico usada no projeto do conversor Buck. A tensão de bloqueio máxima que terá que suportar será de 44.6 V, que é a tensão de circuito aberto do arranjo para essa condição climática. Outro parâmetro importante na escolha do diodo tem relação com as perdas: é importante que o diodo tenha uma baixa resistência de condução direta. Depois de analisar vários modelos, escolheu-se o modelo MBR20100CT da International Rectifier, pois permite cumprir com as especificações do projeto e foi o que apresentou as menores perdas. A Tabela 3.11 apresenta os parâmetros elétricos mais relevantes para o diodo escolhido, os dados foram tirados de seu *datasheet*.

Tabela 3.11 Características elétricas do diodo MBR20100CT.

$I_{F(AV)}$ (Máx. Corrente média admissível)	20 A
V_R (Máx. Tensão reversa admissível)	100 V
V_f (Máx. Tensão de condução direta)	0.95 V
r_T (Resistência de condução direta)	15.8 mΩ

A Figura 3.25 mostra a simulação para o cálculo das perdas para o diodo Schottky em função da razão cíclica. A maior perda ocorre para um ciclo de trabalho $D=0.558$ e corresponde a 3.866 W.

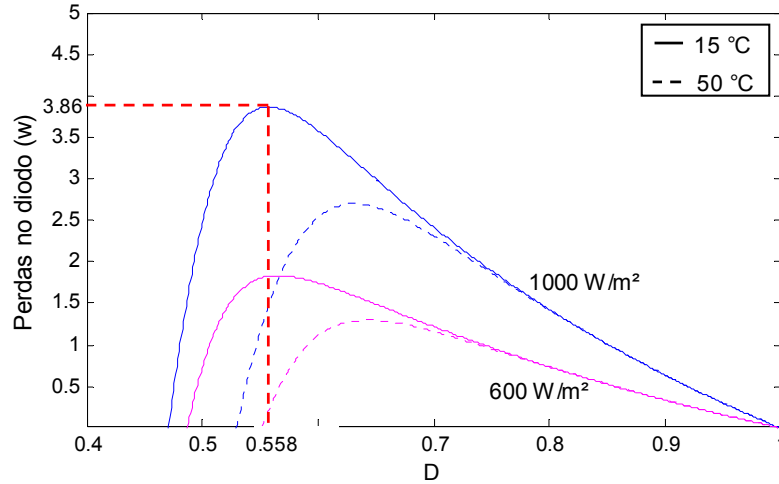


Figura 3.25. Perdas totais no diodo Schottky em função do ciclo de trabalho D , para $V_o=21$ V

3.8.7 Cálculo térmico dos semicondutores

O objetivo do cálculo térmico de um componente é garantir que a temperatura de junção permaneça abaixo do valor máximo permitido, definido pelo fabricante. A degradação de um semiconductor resulta de reações químicas que provocam alterações na estrutura de silício em escala nuclear. Quanto maior a temperatura de trabalho da junção, menor o MTBF (tempo médio entre falhas). Geralmente a máxima temperatura de junção para um transistor é igual a $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ e para um diodo pode alcançar $175\text{ }^{\circ}\text{C}$. A rigor, pode-se afirmar que todo semiconductor tem uma vida limitada, ou seja, falhará. A máxima temperatura de junção é um compromisso em relação a uma vida útil aceitável [47]. Para o cálculo térmico em regime permanente, considera-se o circuito elétrico equivalente mostrado na Figura 3.26.

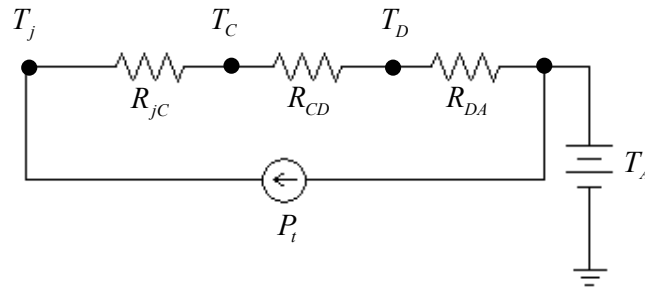


Figura 3.26. Circuito elétrico equivalente do circuito térmico para os semicondutores.

Onde:

T_j : Temperatura da junção (°C)

T_C : Temperatura do encapsulamento (°C)

T_D : Temperatura do dissipador (°C)

T_A : Temperatura ambiente (°C)

R_{jC} : Resistência térmica junção-cápsula (°C/W)

R_{CD} : Resistência térmica de contato entre o semicondutor e o dissipador (°C/W)

R_{DA} : Resistência térmica dissipador-ambiente (°C/W)

P_t : Perdas totais no semicondutor (W)

Assim:

$$T_j - T_A = P \cdot (R_{jC} + R_{CD} + R_{DA}) \quad (3.61)$$

Desse modo a resistência térmica do dissipador pode ser calculada de acordo à seguinte expressão:

$$R_{DA} = \frac{T_j - T_A}{P_t} - R_{jC} - R_{CD} \quad (3.62)$$

Para estimar a temperatura de junção do dispositivo semicondutor sem utilizar um dissipador de calor, os fabricantes fornecem a resistência térmica junção-ambiente (R_{jA}).

Nesse caso a temperatura de junção pode ser calculada diretamente da seguinte equação:

$$T_j = T_A + R_{jA} \cdot P_t \quad (3.63)$$

3.8.7.1 Determinação do dissipador para o Mosfet

Para o cálculo da temperatura de junção do Mosfet, considerou-se uma temperatura ambiente de 40 (°C), e uma resistência térmica junção-ambiente de 60 (°C/W) em concordância com seus dados térmicos tirados do seu catálogo, eles são mostrados na Tabela 3.12. Usando a expressão (3.63), calcula-se a seguir a temperatura da junção.

$$T_j = T_A + R_{jA} \cdot P_t = 40 + 60 \cdot 1.4 = 124^\circ\text{C} \quad (3.64)$$

Tabela 3.12. Parâmetros térmicos do Mosfet IRF540Z.

$T_{j\max}$	175 °C
R_{jC}	1.64 °C / W
R_{CD}	0.5 °C / W
R_{jA}	60 °C / W

Embora a temperatura de trabalho calculada para a junção do Mosfet, esteja dentro dos limites permitidos pelo fabricante, igualmente determina-se o calculo da resistência térmica dissipador-ambiente, o objetivo é diminuir ainda mais a temperatura de trabalho visando aumentar a vida útil do Mosfet. Escolhe-se como temperatura de trabalho como o 50% de seu valor máximo permitido por catálogo (Tabela 3.12), ou seja, 87.5 °C. Usando a expressão (3.62) calcula-se a máxima resistência térmica dissipador-ambiente para o Mosfet.

$$R_{DA} = \frac{87.5 - 60}{1.407} - 1.64 - 0.5 \leq 17.4^\circ\text{C} / \text{W} \quad (3.65)$$

3.8.7.2 Determinação do dissipador para o diodo Schottky

Para o cálculo da temperatura de junção do diodo Schottky, considerou-se uma temperatura ambiente de 40 (°C), e uma resistência térmica junção-ambiente de 50 (°C/W) em concordância com os dados térmicos do seu catálogo, os quais são mostrados na

Tabela 3.13. Usando novamente a expressão (3.63), calcula-se a seguir a temperatura da junção.

$$T_j = T_A + R_{jA} \cdot P_t = 40 + 50 \cdot 3.86 = 233^\circ\text{C} \quad (3.66)$$

Tabela 3.13. Parâmetros térmicos do diodo MBR20100CT.

$T_{j \max}$	150 °C
R_{jC}	2 °C / W
R_{CD}	0.5 °C / W
R_{jA}	50 °C / W

O valor obtido para a temperatura da junção do diodo indica que se precisa de um dissipador de calor para conseguir baixar a temperatura de trabalho a valores aceitáveis pelo fabricante (Tabela 3.13). Assim, limita-se a temperatura de junção do Schottky a 50% de o seu valor máximo permitido, para o caso 75 °C. Usando a expressão 3.62 calcula-se a máxima resistência térmica dissipador-ambiente para o diodo.

$$R_{DA} = \frac{75 - 40}{3.86} - 2 - 0.5 \leq 6.56^\circ\text{C} / \text{W} \quad (3.67)$$

3.8.8 Eficiência do conversor Buck

Pode-se calcular a eficiência esperada para o conversor Buck combinando as perdas nos semicondutores (Equações (3.59) e (3.60)) e no cobre do indutor (Equação (3.39)), de acordo com a Equação abaixo:

$$\eta = 100 \cdot \left(1 - \frac{P_{\text{mosfet}} + P_{\text{diodo}} + P_{\text{cobre}}}{P_{\text{arranjo}}} \right) \quad (3.68)$$

Onde P_{arranjo} corresponde à potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico. Simula-se, assim, a curva de eficiência para o conversor Buck em função da razão cíclica mostrada na Figura 3.27, na qual nota-se que a mínima eficiência esperada é maior a 95 %.

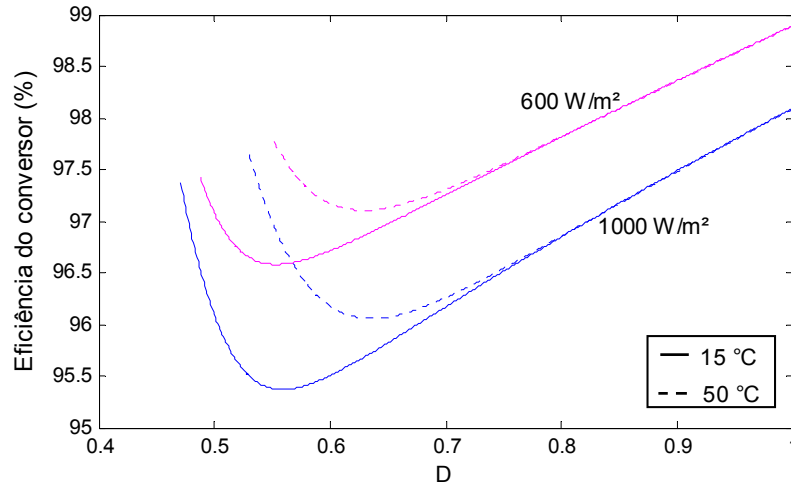


Figura 3.27. Eficiência esperada do conversor Buck em função do ciclo de trabalho, considerando as perdas nos semicondutores e no cobre do indutor, para $V_o=21$ V.

3.8.9 Eficiência do conversor para outras topologias

Nesta seção faz-se uma comparação da eficiência esperada do conversor Buck, para três formas diferentes de conexão do arranjo fotovoltaico de entrada e do banco de baterias na saída. Para as simulações é utilizado o modelo elétrico obtido para o painel Isofoton usado nas seções anteriores.

A primeira topologia é a já considerada para o projeto nas seções anteriores, ou seja, um arranjo de dois painéis fotovoltaicos conectados em série à entrada do conversor, e duas baterias também conectadas em série à saída do conversor (Figura 3.28), uma segunda topologia considera dois painéis fotovoltaicos conectados em série e duas baterias conectadas em paralelo (Figura 3.29), a terceira topologia analisada é composta por dois painéis em paralelo e duas baterias também em paralelo (Figura 3.30).

Foi considerada como condição meteorológica uma radiação incidente de 1000 W/m² e uma temperatura dos módulos de 15° C. Para essa condição climática são determinadas as perdas nos componentes do conversor Buck em função do ciclo de trabalho. As Figuras 3.31, 3.32 e 3.33 apresentam as perdas no Mosfet, no diodo, e no cobre do indutor respectivamente, para cada topologia mencionada anteriormente.

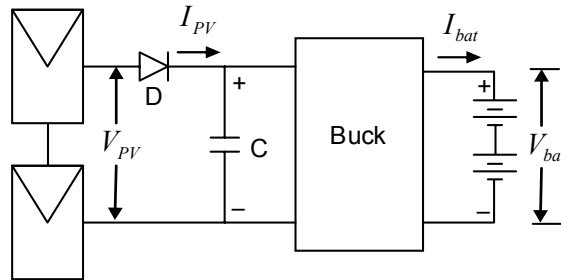


Figura 3.28. Topologia 1: painéis fotovoltaicos em série e baterias em série.

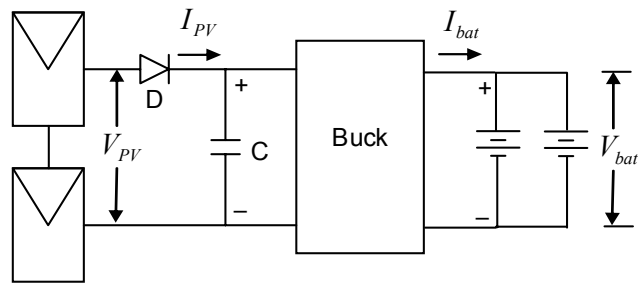


Figura 3.29. Topologia 2: painéis fotovoltaicos em série e baterias em paralelo.

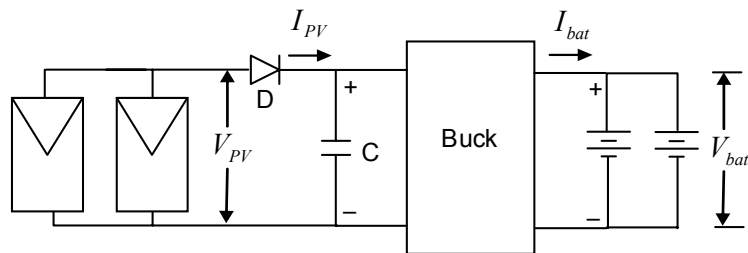


Figura 3.30. Topologia 3: painéis fotovoltaicos em paralelo e baterias em paralelo.

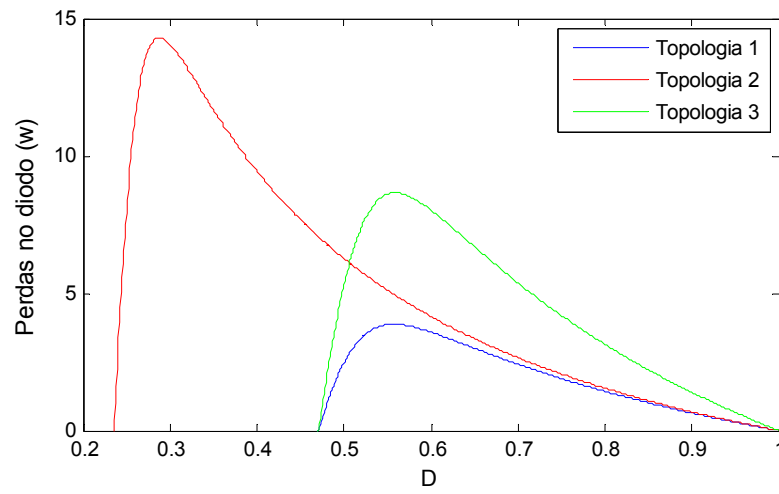


Figura 3.31. Perdas no diodo do conversor em função do ciclo de trabalho, para três topologias.

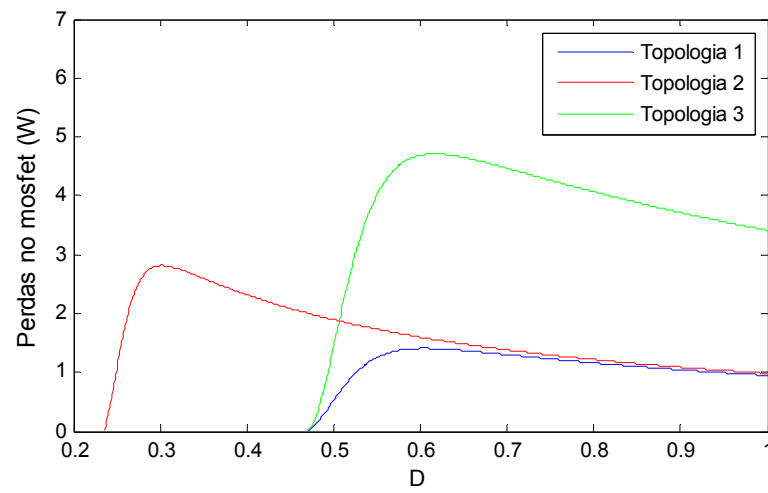


Figura 3.32. Perdas no Mosfet em função do ciclo de trabalho, para as três topologias.

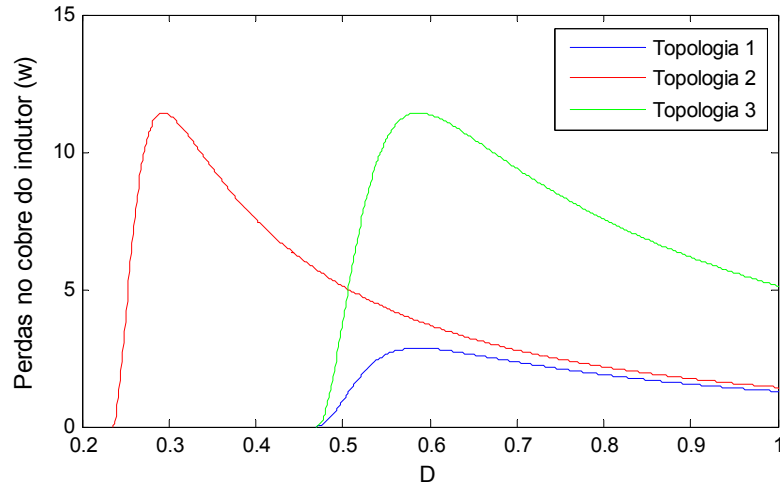


Figura 3.33. (a) Curva I-V típica de um painel fotovoltaico. (b) Curva P-V típica de um painel fotovoltaico. Figura 6.15. Potência diária fornecida pelo arranjo fotovoltaico funcionando com o MPPT, no dia 14 de Agosto de 2009.

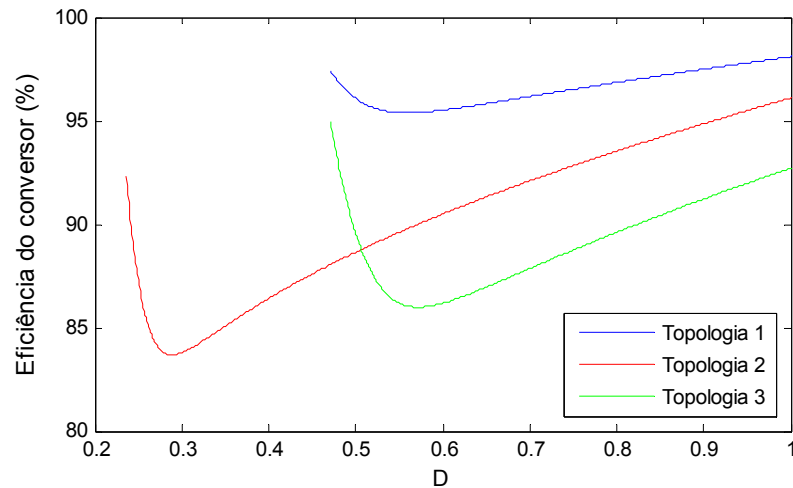


Figura 3.34. Eficiência esperada do conversor Buck em função do ciclo de trabalho, para as três topologias.

A Tabela 3.14 apresenta um resumo das perdas máximas por componente do conversor Buck e a eficiência esperada para cada topologia analisada. Nela pode-se observar que o diodo Schottky apresentou maiores perdas para a topologia 2, devido basicamente a que sua dissipação de potência depende das correntes médias e eficazes que passam por ele, que no caso dessa conexão são maiores devido a que a potência fornecida pelo arranjo tem que ser transferida para o banco de baterias a um nível de tensão menor. No caso do Mosfet apresentou maiores perdas para a topologia 3. As maiores perdas Joule ocorreram

para as topologias 2 e 3. Em relação à eficiência do conversor a topologia 1 foi a que apresentou a maior eficiência das três chegando a um valor mínimo de 95.37 % .

Tabela 3.14. Eficiência esperada do conversor Buck

	Pmax Diodo (w)	Pmax Mosfet (w)	Pmax Indutor (w)	Eficiência (%)
Topologia 1	3.866	1.407	2.854	95.37
Topologia 2	14.304	2.814	11.419	83.65
Topologia 3	8.652	4.710	11.417	85.98

3.10 Conclusões

Um bom projeto fotovoltaico requer um ótimo compromisso entre a demanda esperada de energia e a energia produzida pelos painéis fotovoltaicos. Neste capítulo foi definida a demanda esperada de energia para um sistema fotovoltaico autônomo destinado basicamente para iluminação de uma residência de baixo consumo elétrico. A partir desse consumo esperado de energia foi dimensionado o arranjo fotovoltaico e o banco de baterias. O dimensionamento do sistema foi feito para obter uma autonomia mínima de dois dias e visando garantir uma vida útil das baterias de dois anos como mínimo. Para estimar a energia solar disponível na localidade de estudo (Belo Horizonte – Minas Gerais), foram utilizadas as taxas de radiação média mensal fornecidas por CEPEL [21].

Foi simulado o circuito elétrico equivalente para o arranjo fotovoltaico e o modelo com duas resistências intrínsecas foi escolhido. Este modelo foi utilizado para o dimensionamento dos componentes do conversor de potência e será utilizado também no próximo capítulo para a avaliação das técnicas MPPT, por apresentar resultados bastante aproximados das curvas características fornecidas pelo fabricante do modelo comercial escolhido (apêndice A).

Foi avaliada a eficiência esperada do conversor Buck projetado, para esse efeito foram determinadas as perdas nos dispositivos semicondutores (diodo Schottky e Mosfet) e as perdas no cobre do indutor. As perdas magnéticas no seu núcleo foram desprezadas por ser muito pequenas comparadas às anteriormente mencionadas. Foi comparada a eficiência para três topologias de conexão do arranjo fotovoltaico e do banco de baterias, sendo a conexão em série do arranjo e em série das baterias a que apresentou a melhor eficiência para este projeto, atingindo uma eficiência mínima acima de 95 %.

Capítulo 4

Técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência

4.1 Introdução

A baixa eficiência de conversão das células solares e o alto custo de instalação são os maiores obstáculos da geração de energia elétrica através de painéis fotovoltaicos. O máximo aproveitamento da capacidade de energia elétrica de um módulo solar é obtido quando o mesmo opera sempre no ponto de máxima potência (MPP), como já foi visto no Capítulo 3 esse ponto varia ao longo do dia, dependendo das condições de irradiância e temperatura às quais for exposto. Assim, para aumentar a eficiência global do sistema é importante que os painéis operem sobre o MPP o maior tempo possível, para garantir essa situação, faz-se necessária a utilização de uma técnica que procure aquele ponto, mesmo com variações meteorológicas. As técnicas baseadas nesse princípio são chamadas de técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT - *maximum power point tracking*).

Ao longo dos anos várias técnicas MPPT foram desenvolvidas. Esses métodos variam em complexidade, velocidade de convergência, sensores requeridos, custo, faixa de eficiência, implementação em hardware e popularidade entre outros aspectos [25].

Um estudo comparativo entre as principais técnicas foi apresentado em [25], [26], [27] e [29]. Os autores destas referências coincidem em dizer que entre as técnicas mais utilizadas estão: tensão constante (CV - *Constant Voltage*), perturbação e observação (P&O - *Perturbation and Observation*) e condutância incremental (IncCond - *Incremental Conductance*).

Neste capítulo é analisado o funcionamento das técnicas antes mencionadas. Para cada uma delas é apresentado o marco teórico correspondente e também são realizadas simulações, com fim a avaliar o seu desempenho no sistema fotovoltaico proposto. Finalmente faz-se uma comparação entre os resultados obtidos para cada técnica MPPT

visando selecionar a mais adequada para a implementação prática. Todas as simulações foram realizadas no ambiente Simulink de Matlab.

Para simular o arranjo fotovoltaico foi utilizado o bloco programável “Embedded Matlab Function”, no qual foi desenvolvida uma rotina para a solução numérica da corrente gerada pelo arranjo (Equação (2.4) do Capítulo 2). A Figura 4.1 mostra o esquema em Simulink do arranjo. O diodo de bloqueio foi simulado como tendo uma queda de tensão de 0.8 V e resistência de condução de 15 mΩ em concordância com o catálogo do diodo MBR20100CT. Para o capacitor de saída do painel foi escolhido um valor de 4700 uF. Os detalhes da rotina do bloco programável são apresentados no Apêndice D.

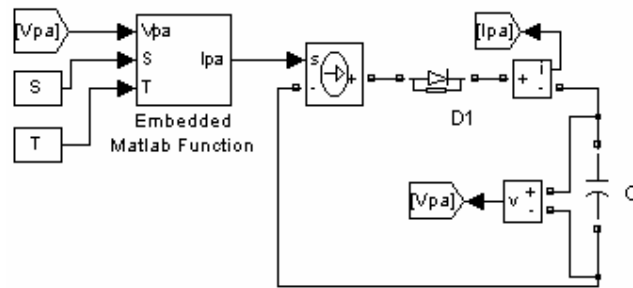


Figura 4.1 Arranjo fotovoltaico implementado em Simulink

Para a simulação do conversor Buck foram adotados os valores dos componentes obtidos no seu dimensionamento realizado no Capítulo 3, ($C_o=560 \mu F$, $R_{se}=230 \text{ m}\Omega$, $L=558 \mu H$, $R_L=41 \text{ m}\Omega$). Para o diodo Schottky deste conversor foram utilizados os mesmos valores descritos anteriormente, correspondentes ao MBR20100CT. A chave foi simulada como tendo uma resistência de condução *dreno-source* igual a 26.5 mΩ, em concordância com o catálogo para o Mosfet IRF540Z. Para o PWM foi definida uma frequência de chaveamento de 24 kHz e uma amplitude de rampa de 43.2 (tensão de circuito aberto do arranjo para a condição padrão de teste STC).

Já para a simulação do banco de baterias, foi utilizado um modelo genérico para baterias recarregáveis de chumbo ácido disponível no pacote Power Systems de Simulink. Os parâmetros usados para cada bateria foram: 12 V de tensão nominal, 150 Ah de capacidade em concordância com o dimensionamento feito no Capítulo 2. Foi escolhido um estado de carga inicial (SOC) de 50% para cada bateria. A Figura 4.2 mostra o banco de baterias implementado.

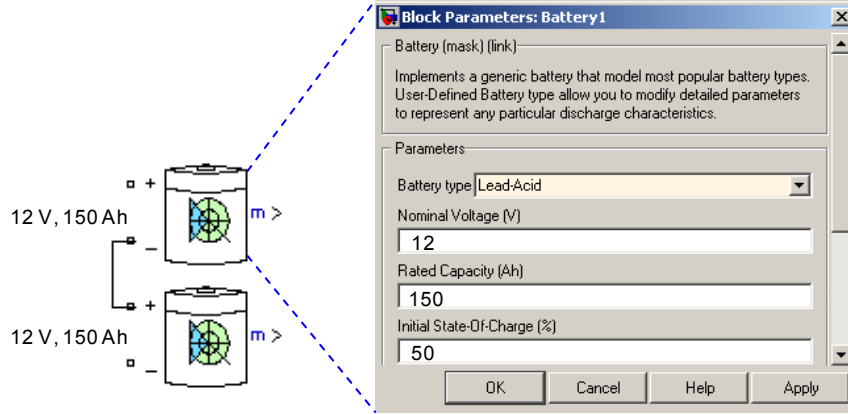


Figura 4.2 Banco de baterias usado nas simulações.

Todos os parâmetros descritos anteriormente, tanto para o arranjo fotovoltaico quanto para o conversor de potência e para o banco de baterias, são mantidos para todas as simulações feitas neste capítulo. Somente serão modificados os algoritmos MPPT de acordo ao caso analisado.

4.2 Técnica Tensão constante (CV)

Esta técnica é baseada no fato de que a tensão de máxima potência (V_{max}) e a tensão de circuito aberto (V_{oc}) têm aproximadamente uma relação linear independente de qualquer condição de radiação e temperatura [25], [26], [28], [29].

$$V_{max} \approx k_1 \cdot V_{oc} \quad (4.1)$$

Onde k_1 , chamado fator de tensão, depende das características do arranjo fotovoltaico utilizado. O fator de tensão é geralmente calculado por meios empíricos, determinando V_{max} e V_{oc} para diferentes condições meteorológicas. Ele é variável e encontra-se geralmente entre 0.7 e 0.8 [32]. Uma vez determinado k_1 , o valor de V_{max} pode ser encontrado com a Equação (4.1). Para isso é preciso desconectar o conversor do arranjo fotovoltaico periodicamente e medir a tensão de circuito aberto V_{oc} . O valor de V_{max} é utilizado como referência para ser comparado com a medição da tensão do painel (V_{pa}) e gerar um sinal de erro que é utilizado para ajustar a tensão de controle (V_c), como se pode observar no fluxograma desta técnica apresentado na figura 4.3 [26].

Para implementar esta técnica é necessário o uso de chaves adicionais para desconectar os painéis fotovoltaicos do conversor de potência para que as aquisições de V_{oc} possam ser realizadas, o que resulta em uma falta momentânea de energia. Outra desvantagem desta técnica é o fato de não se poder calcular o novo MPPT até que a medição de V_{oc} seja realizada novamente. Contudo, a principal desvantagem deste método é a presença de erro em regime permanente, devido a que a relação V_{oc} e V_{max} não é constante [28]. Assim, o arranjo fotovoltaico nunca operará exatamente sobre o MPP. Mesmo que esta técnica não seja uma verdadeira técnica MPPT, pode ser adequada em algumas aplicações em sistemas fotovoltaicos.

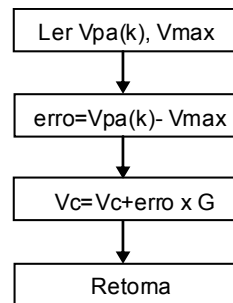


Figura 4.3. Fluxograma da técnica tensão constante.

Para verificar o funcionamento desta técnica foi montado o esquema da Figura 4.4. Neste esquema é incluída uma segunda chave representada pelo Mosfet T1, cujo objetivo é a desconexão periódica do arranjo do conversor. A resistência dreno source de T1 foi definida igual que para o Mosfet do conversor Buck apresentado na Seção 4.1. Para o controle de chaveamento dos Mosfet foi criado o subsistema “Controle chaves”, o qual é mostrado na Figura 4.5 (a), dentro dele encontra-se implementado o algoritmo MPPT para esta técnica (Figura 4.5 b). O fator de tensão para o algoritmo foi escolhido em 0.8 devido a que esse valor permanece quase constante numa ampla faixa de radiação incidente como se mostra na Tabela 4.1, embora, para variações de temperatura esse valor não tenha sido o melhor, por ser somente representativo para baixas temperaturas do módulo fotovoltaico, como pode se observar na Tabela 4.2.

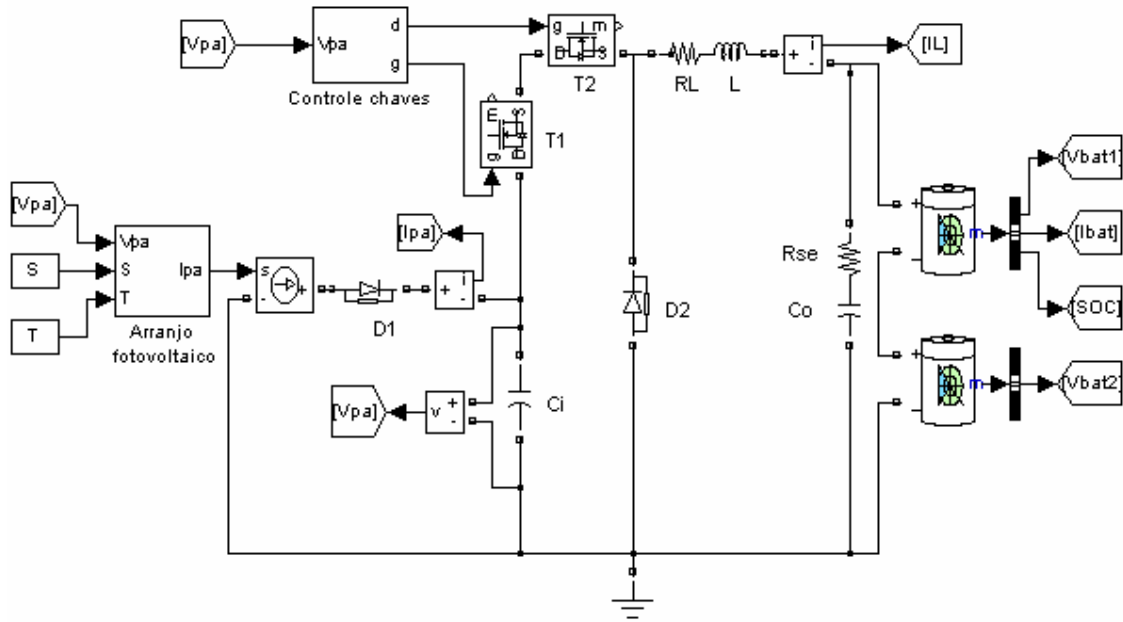


Figura 4.4. Esquema montado para simulação do funcionamento da técnica Tensão Constante (CV).

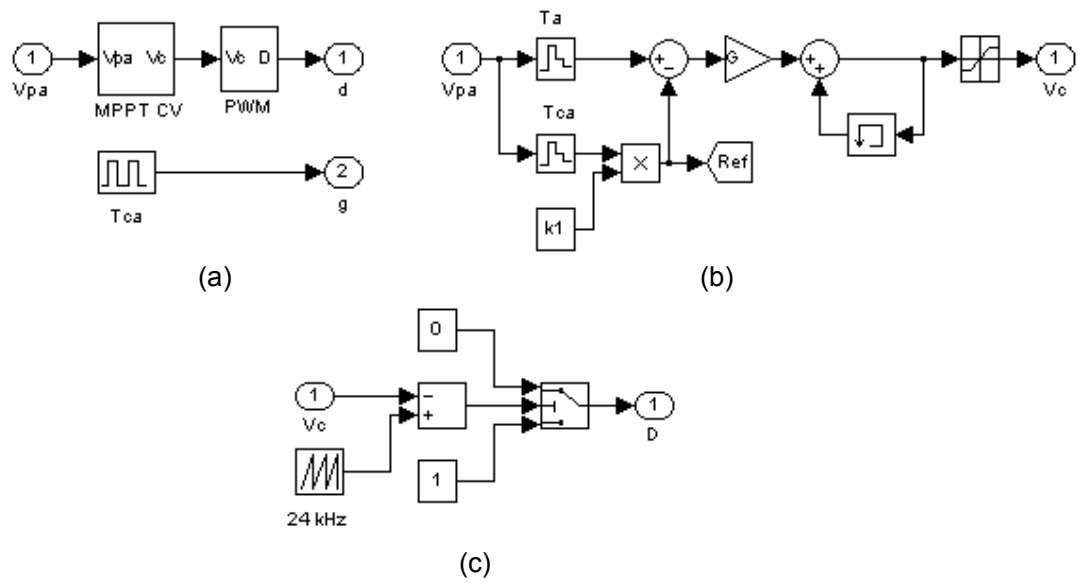


Figura 4.5. (a) Subsistema "Controle Chaves". (b) Subsistema "MPPT CV". (c) Subsistema "PWM"

Tabela 4.1. Fator de tensão para o painel Isofoton I80-NP obtido por meio de simulações para distintos níveis de radiação incidente e temperatura do módulo de 25° C.

S (w/m ²)	Vmax (V)	Voc (V)	K1
1000	17.14	21.6	0.79
900	17.10	21.45	0.79
800	17.03	21.28	0.80
700	16.92	21.08	0.80
600	16.73	20.84	0.80
500	16.43	20.53	0.80
400	15.87	20.11	0.79
300	14.47	19.44	0.74
200	10.41	17.90	0.58
100	5.22	10.43	0.50

Tabela 4.2. Fator de tensão para o painel Isofoton I80-NP obtido por meio de simulações para distintos níveis de temperatura do módulo e radiação incidente de 1000 w/m².

T (°C)	Vmax (V)	Voc (V)	K1
10	18.23	22.65	0.80
15	17.87	22.30	0.80
20	17.50	21.95	0.79
25	17.14	21.6	0.79
30	16.78	21.24	0.79
35	16.42	20.89	0.78
40	16.06	20.54	0.78
45	15.70	20.18	0.77
50	15.35	19.83	0.77
60	14.99	19.47	0.76

Neste método existem três parâmetros a serem considerados. O primeiro deles corresponde ao período de amostragem da tensão de circuito aberto (Tca), ou seja, o intervalo de tempo em que é desligado o arranjo fotovoltaico do conversor de potência. O segundo é o período de amostragem (Ta), intervalo de tempo em que a tensão do painel é

amostrada em funcionamento normal. O terceiro parâmetro corresponde ao ganho G do algoritmo para esta técnica. Se o valor de T_{ca} é muito pequeno a produção de energia dos painéis será reduzida pelo aumento na frequência das perdas momentâneas de energia por desconexão. Se T_{ca} for muito grande o MPP não pode ser seguido de cerca para mudanças nas condições meteorológicas. Com relação a T_a e G , percebe-se que ambos por conta própria estão relacionados com a velocidade de convergência e a estabilidade da técnica. Para o caso de T_a , uma diminuição de o seu valor permite aumentar a velocidade de convergência embora aumente a ondulação de potência em regime permanente, podendo chegar à instabilidade da técnica para valores muito pequenos. Para o caso do ganho G , um aumento de o seu valor aumentará a velocidade de convergência e acrescentará também a ondulação em regime permanente da potência de saída do painel, chegando a ser instável para ganhos muito grandes. Fizeram-se simulações para ajustar os valores de T_a e G , considerando como entrada para o arranjo a condição padrão de teste (STC). As simulações mostraram que para um ganho $G = 0.1$ e um período $T_a = 2$ (ms), atingiu-se uma boa relação velocidade de convergência – ondulação de potência. O sistema atingiu o 95 % da máxima potência disponível em 81 (ms) com uma ondulação máxima de 0.65 (w). A Figura 4.6 mostra a potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico para três valores diferentes de T_a e mantendo o ganho G constante. A figura 4.7 mostra a potência fornecida pelo arranjo para três valores diferentes do ganho G e mantendo T_a constante.

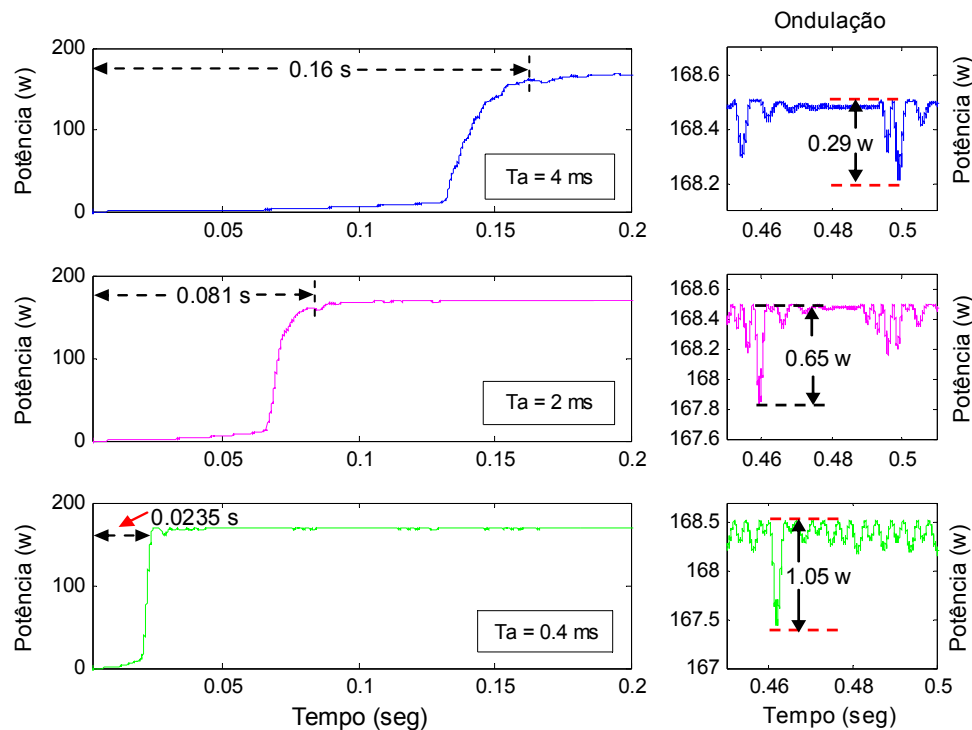


Figura 4.6. Potência fornecida pelo arranjo para três períodos de amostragem T_a diferentes, com ganho G constante em 0.1.

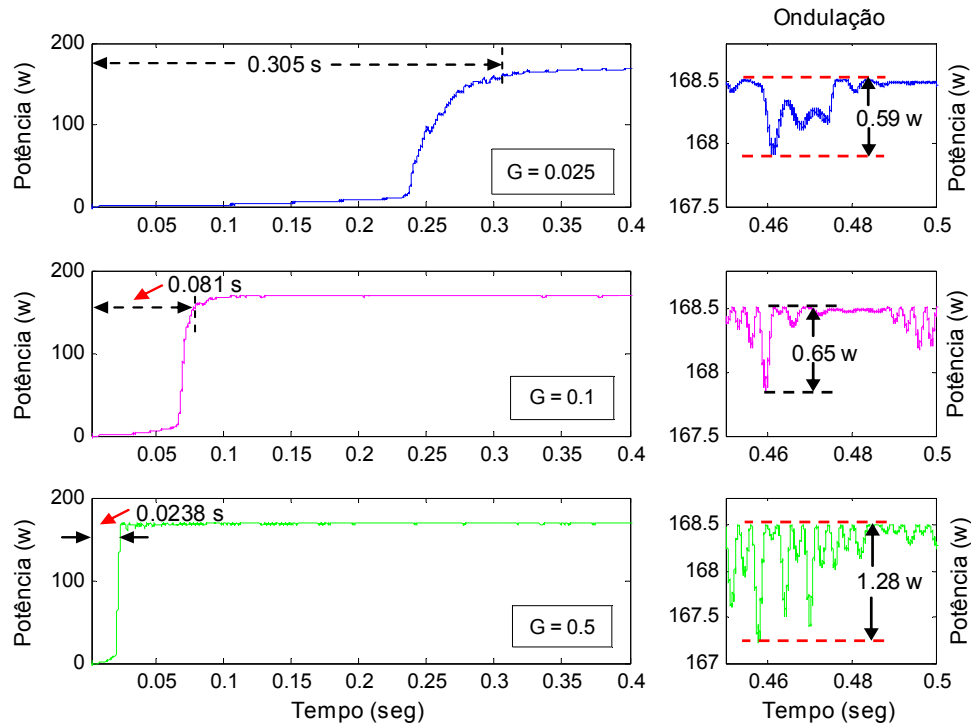


Figura 4.7. Potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico para três ganhos G diferentes, com período de amostragem T_a constante em 2 (ms).

Para analisar o comportamento da técnica a mudanças atmosféricas, fizeram-se mais duas simulações. Primeiro, manteve-se a temperatura do arranjo fotovoltaico constante em 25°C e variou-se a radiação incidente entre 1000 W/m^2 e 250 W/m^2 em degraus de 250 W/m^2 de acordo à figura 4.8a. Após, manteve-se a radiação incidente constante em 1000 W/m^2 e variou-se a temperatura do arranjo entre 25°C e 55°C em degraus de 10°C de acordo à Figura 4.9a. Para ambas as simulações utilizou-se os valores de $G=0.1$ e $T_a=2\text{ ms}$, já o período T_{ca} foi definido em 0.25 segundos visando diminuir o tempo total de simulação. O intervalo de tempo em que desliga-se a chave T_1 definiu-se em 12.5 ms.

Assim, a tensão de circuito aberto é amostrada por meio da comutação do Mosfet T_1 colocada em série com o Mosfet T_2 do Buck (Figura 4.4). T_1 é chaveado cada 0.25 segundos e permanece desligado por 12.5 ms ao igual que T_2 , a corrente da bateria cai a zero e o arranjo fotovoltaico carrega o capacitor C_i à tensão de circuito aberto. Esta voltagem é amostrada e o 80% de seu valor é mantido como referência para o algoritmo de controle (Figura 4.5b) até o próximo chaveamento de T_1 .

A Figura 4.8b apresenta a potência fornecida pelo arranjo para variações na radiação incidente a temperatura constante dos módulos fotovoltaicos. Observa-se que quando a

radiação atinge um valor baixo (250 W/m^2) se reduz muito a eficiência da técnica (zoom 1), devido a que o valor do fator de tensão dos painéis para essa condição climática é aproximadamente 0.67, se encontrando longe do valor utilizado na simulação (0.8), porém conseguiu-se melhorar a produção de potência quando é atualizada a tensão de referência, embora a presença do erro em regime permanente permanece, devido ao fato de que a tensão de máxima potência ajustada periodicamente, é somente uma boa aproximação da tensão de máxima potência real do arranjo fotovoltaico (zoom 1 e 2). A Figura 4.8c mostra a tensão de saída do arranjo. Pode-se ver como esta tensão tende para a tensão de circuito aberto periodicamente, e também como a mesma oscila ao redor do valor de referência. Em quanto à Figura 4.8d mostra a evolução do ciclo de trabalho.

A Figura 4.9b mostra a potência fornecida pelo arranjo para variações na sua temperatura a radiação incidente constante. Observa-se como é afetado o rendimento dos painéis quando a temperatura varia bruscamente (zoom 1). Isso se explica basicamente pelo fato de que o fator de tensão é bem sensível às mudanças de temperatura (Tabela 4.2). Porém, quando é atualizada a tensão de referência a produção de potência melhora significativamente (zoom 1 e 2). As Figuras 4.9c e 4.9d apresentam a evolução da tensão no arranjo fotovoltaico e do ciclo de trabalho respectivamente.

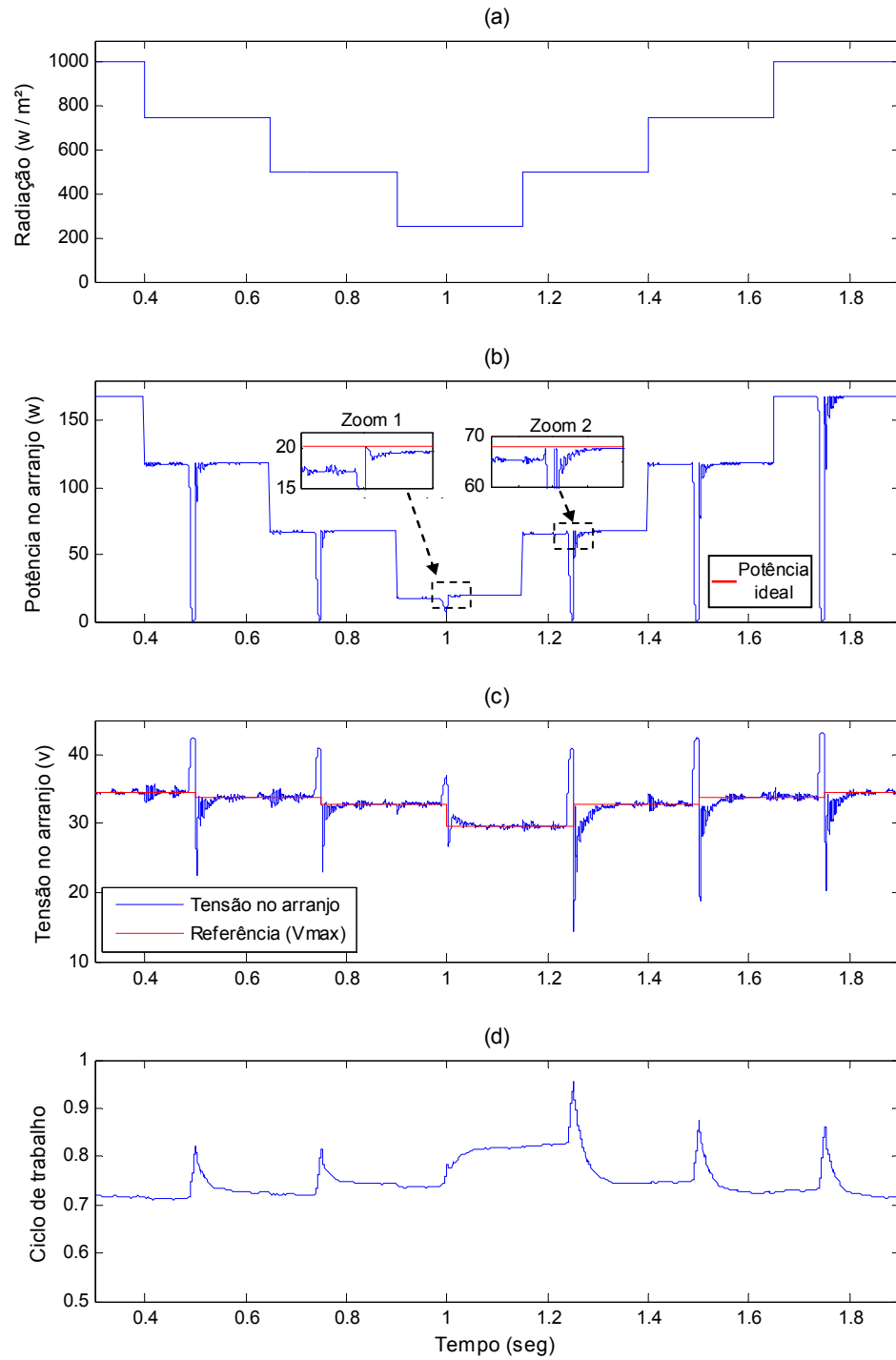


Figura 4.8. Curvas obtidas para a técnica CV a temperatura constante de 25°C nos painéis fotovoltaicos. (a) Radiação incidente. (b) Potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico. (c) Tensão na saída do arranjo. (d) Ciclo de trabalho.

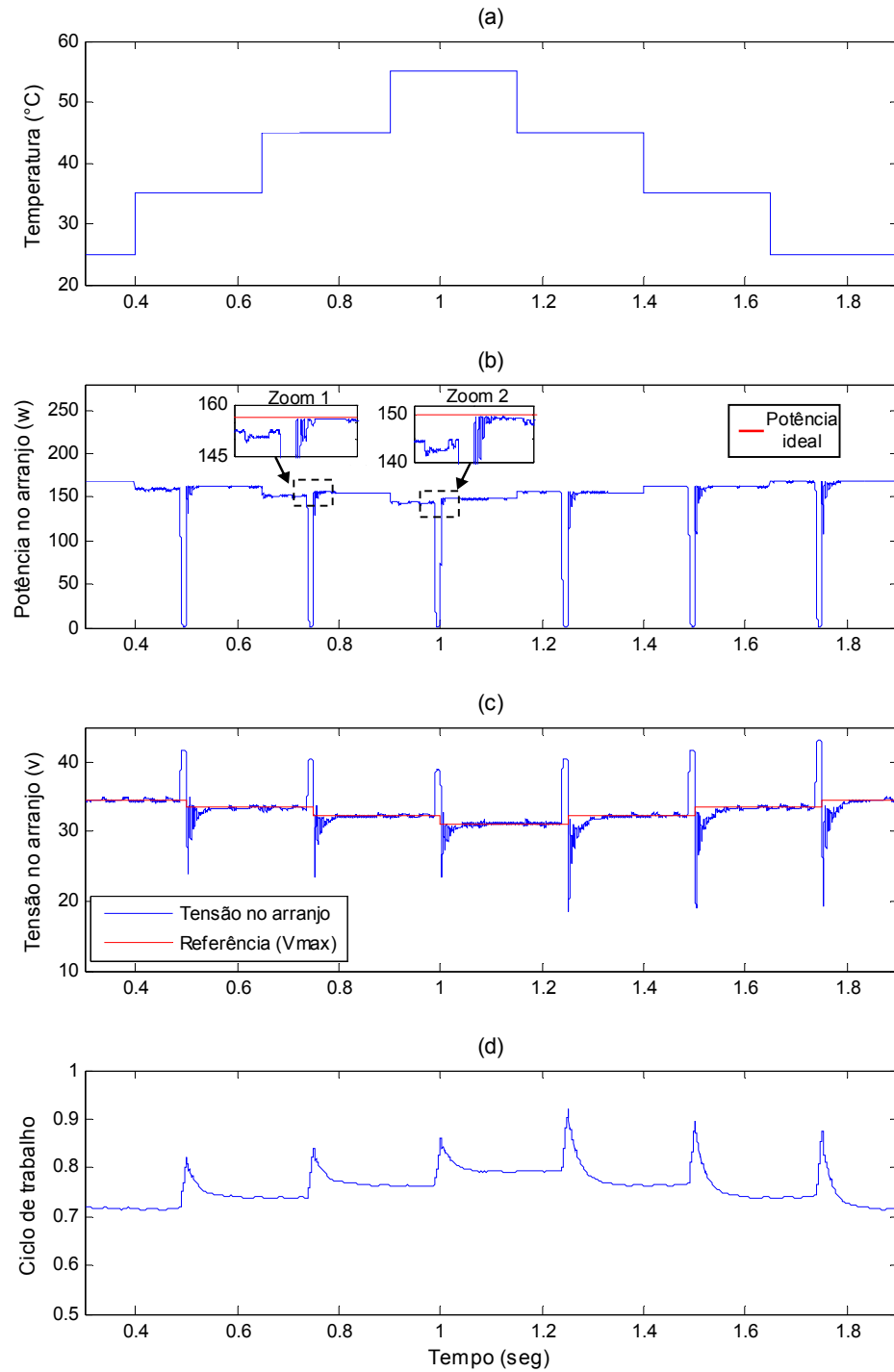


Figura 4.9. Curvas obtidas para a técnica CV a radiação incidente constante de 1000 W/m^2 . (a) Temperatura nos painéis fotovoltaicos. (b) Potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico. (c) Tensão na saída do arranjo. (d) Ciclo de trabalho.

4.3 Técnica Perturba e Observa (P&O)

Esta técnica é usada na maioria dos casos devido a sua fácil implementação. Como o próprio nome sugere, a técnica P&O consiste em perturbar a tensão do arranjo solar em uma dada direção, e observar o comportamento da sua potência de saída. Se a potência aumentar, a perturbação continua na mesma direção, caso contrário o sistema é perturbado na direção contrária. O processo descrito é repetido periodicamente. Percebe-se que o MPP nunca será atingido, pois a técnica estará sempre perturbando a tensão do arranjo fotovoltaico. Logo, em regime permanente o sistema oscila em torno do MPP desperdiçando um pouco da energia disponível nos painéis. Essa oscilação pode ser minimizada reduzindo o tamanho da perturbação, porém perturbações muito pequenas tornam a técnica lenta para rastrear o MPP. A Figura 4.10 apresenta os quatro casos possíveis como pode evoluir a potência em um arranjo fotovoltaico, para uma determinada condição climática.

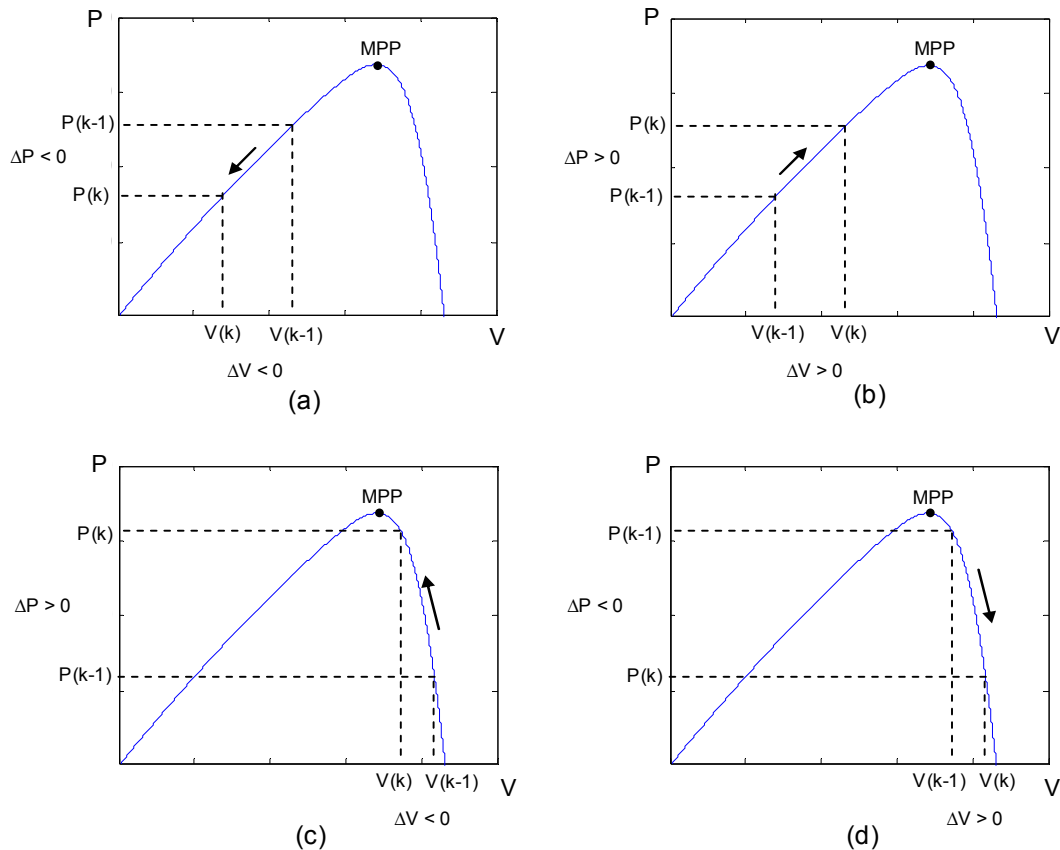


Figura 4.10. Casos possíveis para a potência em um painel fotovoltaico.

Existem dois parâmetros a serem definidos nesta técnica. O primeiro é o período de amostragem (T_a) que, tal como na técnica CV, corresponde ao intervalo de tempo em que é

amostrada a tensão do arranjo fotovoltaico e, para o caso da técnica P&O, também da corrente do arranjo. O segundo é o tamanho da perturbação (ΔV) aplicada à tensão de referência. Com relação a ΔV , tem-se uma limitação prática que impede a escolha de perturbações muito pequenas. Tem-se que evitar que as perturbações na tensão de referência tenham a mesma ordem de grandeza que as oscilações presentes na tensão de barramento CC provocadas pelas não linearidades do conversor de potência e ruídos nas medições [31].

A escolha de um período de amostragem pequeno permitiria detectar rapidamente modificações nas condições meteorológicas, rastreando em menor tempo o novo MPP. Porém, existe uma limitação para o valor mínimo de T_a imposta pela dinâmica do conversor de potência. O T_a deve ser escolhido como sendo superior ao tempo de estabilização da tensão de saída do conversor para evitar instabilidade da técnica MPPT [31].

Entre as limitações desta técnica, citam-se a presença de erro em regime permanente, resposta dinâmica lenta e operação fora do ponto de máxima potência, caso ocorram mudanças rápidas na temperatura e na radiação solar [25], [34]. A Figura 4.11 mostra o fluxograma desta técnica [26].

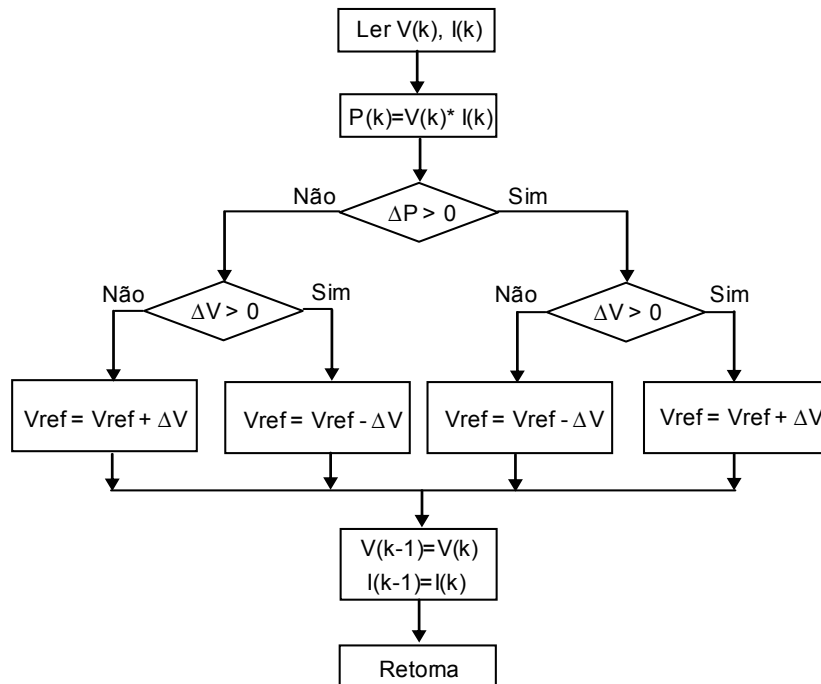


Figura 4.11. Fluxograma da técnica P&O.

Para a simulação desta técnica foi montado em Simulink o esquema da Figura 4.12. Para desenvolver o algoritmo P&O foi criado o subsistema “MPPT P&O” que é mostrado na Figura 4.13.

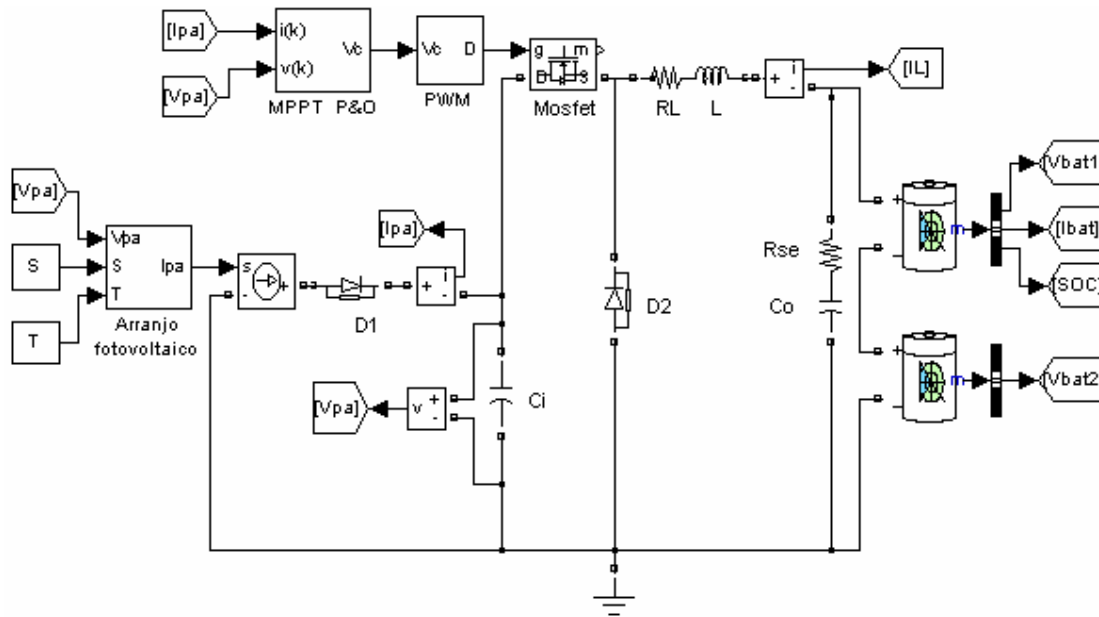


Figura 4.12. Esquema para simulação da técnica P&O.

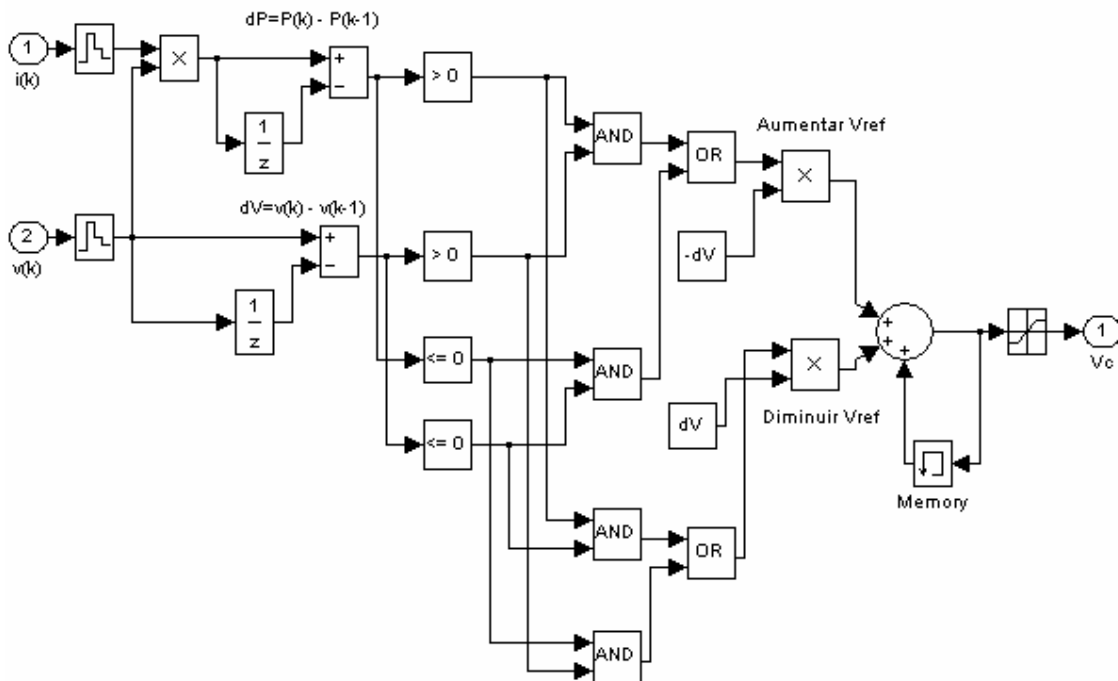


Figura 4.13. Subsistema “MPPT P&O”

Simulou-se a técnica considerando como entrada para os módulos fotovoltaicos a condição padrão de teste (STC). As Figuras 4.14 e 4.15 apresentam os resultados obtidos para a potência fornecida pelos painéis e a tensão de referência (V_c) do conversor Buck respectivamente, para três tamanhos de perturbação de tensão (ΔV) diferentes, com período de amostragem (T_a) constante em 2 ms. Pode-se observar na Figura 4.14 como o aumento de ΔV produz um aumento também da velocidade de convergência da técnica embora acrescente também o ripple de potência em regime permanente. A Figura 4.15 mostra que a tensão de referência (V_{refmax}) em regime permanente que faz que o arranjo trabalhe no ponto de máxima potência oscila em torno de 31.5 V para os três casos apresentados.

Já as Figuras 4.16 e 4.17 apresentam os resultados para a potência e a tensão de referência respectivamente, para três períodos de amostragem diferentes e ΔV constante em 0.2 V. Pode-se ver na Figura 4.16 que a diminuição do período de amostragem aumenta a velocidade de convergência, porém tende a aumentar também a ondulação de potência em regime permanente. A Figura 4.17 mostra que a tensão de referência ao igual que no caso anterior fica oscilando ao redor de 31.5 V.

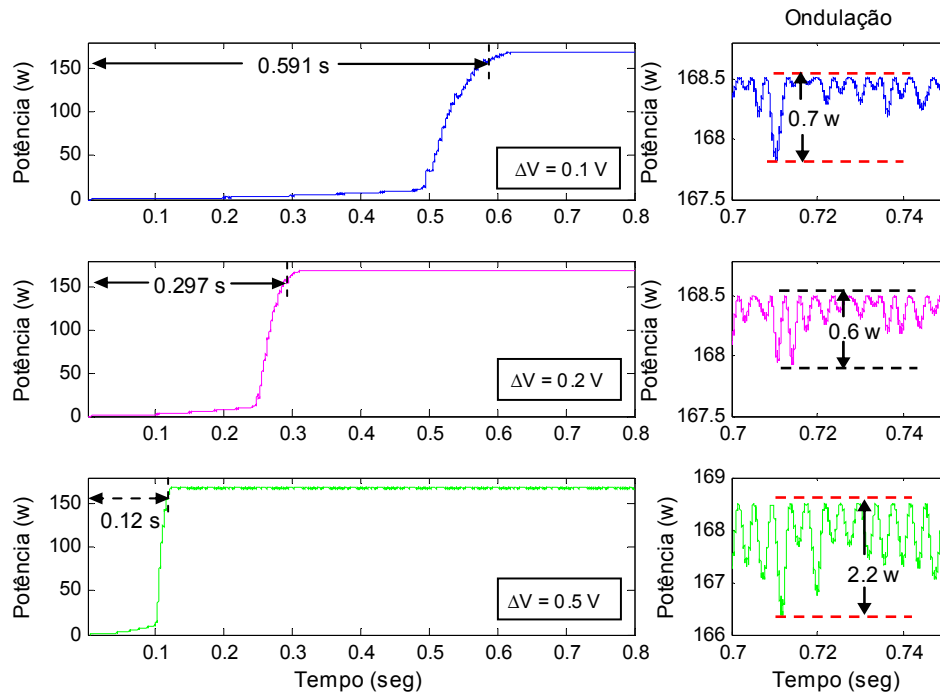


Figura 4.14. Potência fornecida pelo arranjo para três tamanhos de perturbação da tensão de referência, com T_a constante em 2 ms.

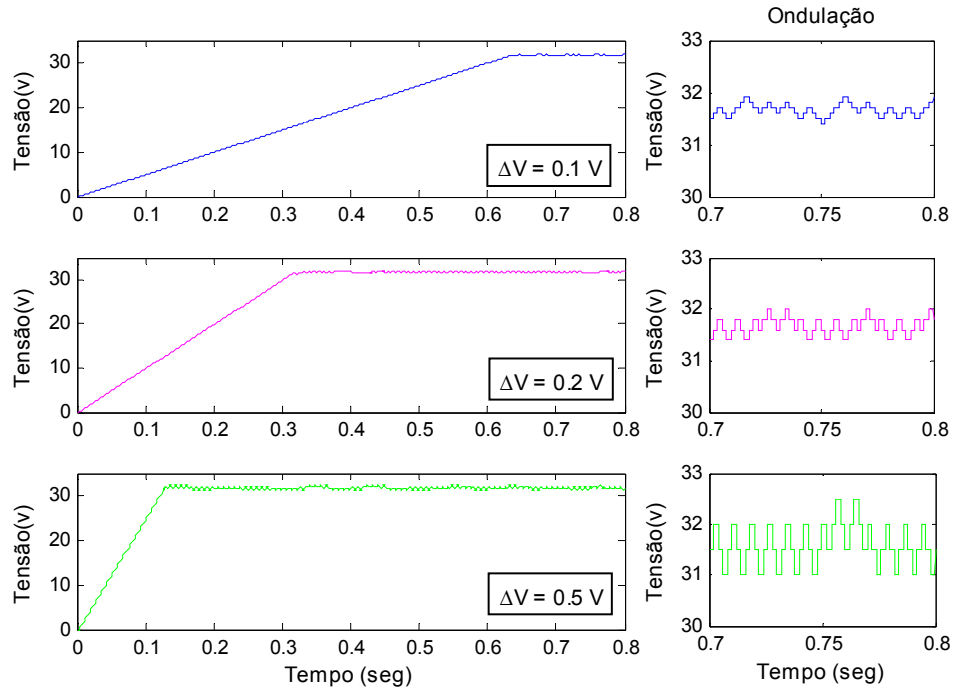


Figura 4.15 Tensão de referência para três tamanhos de perturbação, com T_a constante em 2 ms.

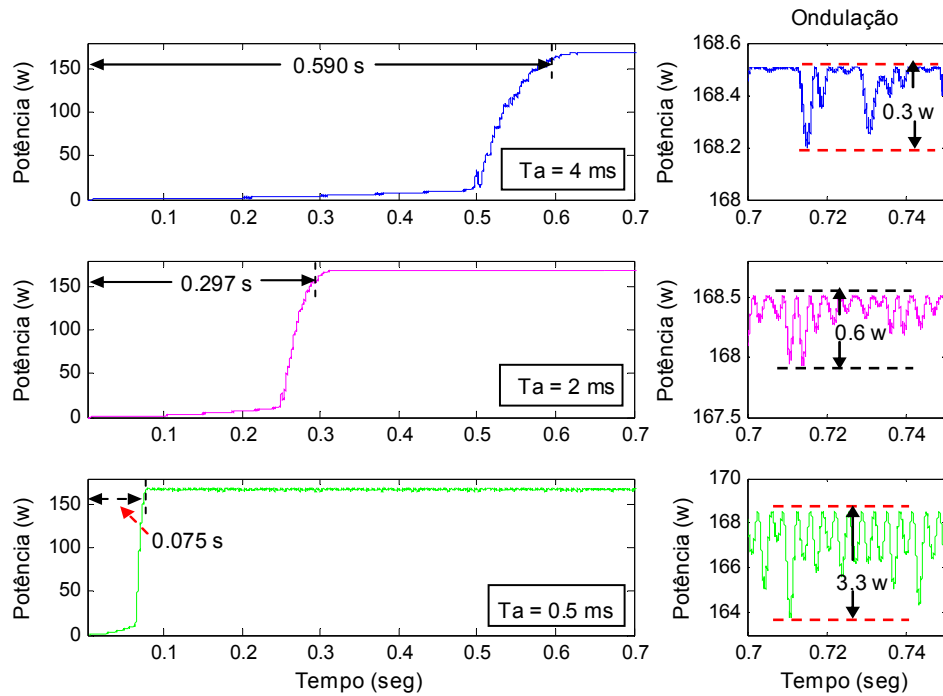


Figura 4.16. Potência fornecida pelo arranjo para três períodos de amostragem com ΔV constante em 0.2 V.

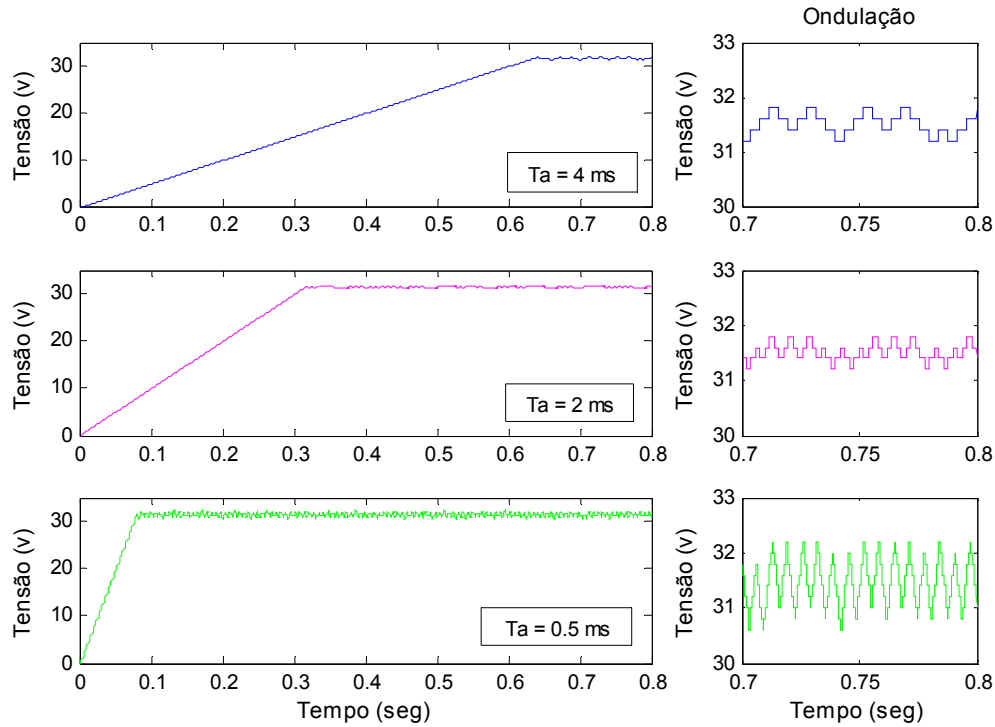


Figura 4.17. Tensão de referência para três períodos de amostragem com $\Delta V = 0.2$ V.

Para avaliar o comportamento da técnica a mudanças atmosféricas consideraram-se as mesmas que da Seção 4.2. O tempo de amostragem foi fixado em 2 ms e o tamanho da perturbação de tensão em 0.2 V, o que corresponde a 0.58% da tensão de máxima potência para a condição padrão (STC). As Figuras 4.18a, 4.18b, 4.18c, 4.18d e 4.18e, apresentam: a radiação incidente, a potência fornecida pelos painéis, a tensão de saída do arranjo, a tensão de referência do conversor e o ciclo de trabalho respectivamente, considerando a temperatura no arranjo fotovoltaico constante em 25 °C. A Figura 4.18b mostra que, quando a radiação cai abruptamente de 500 W/m² para 250 W/m², a técnica apresenta uma convergência mais lenta (zoom 1), devido a que a variação da tensão de máxima potência (V_{refmax}) para essa variação de radiação é grande, tendo que ser ajustada de 33 V para 25.6 V (figura 4.18c). O mesmo raciocínio pode ser feito para explicar a lenta convergência do algoritmo, quando a radiação acrescenta-se de 250 W/m² para 500 W/m² (zoom 2).

As Figuras 4.19a, 4.19b, 4.19c, 4.19d e 4.19e apresentam: a temperatura nos painéis, a potência fornecida pelo arranjo, a tensão de saída do arranjo, a tensão de referência do conversor e o ciclo de trabalho respectivamente, considerando em todos os casos a radiação incidente constante em 1000 W/m².

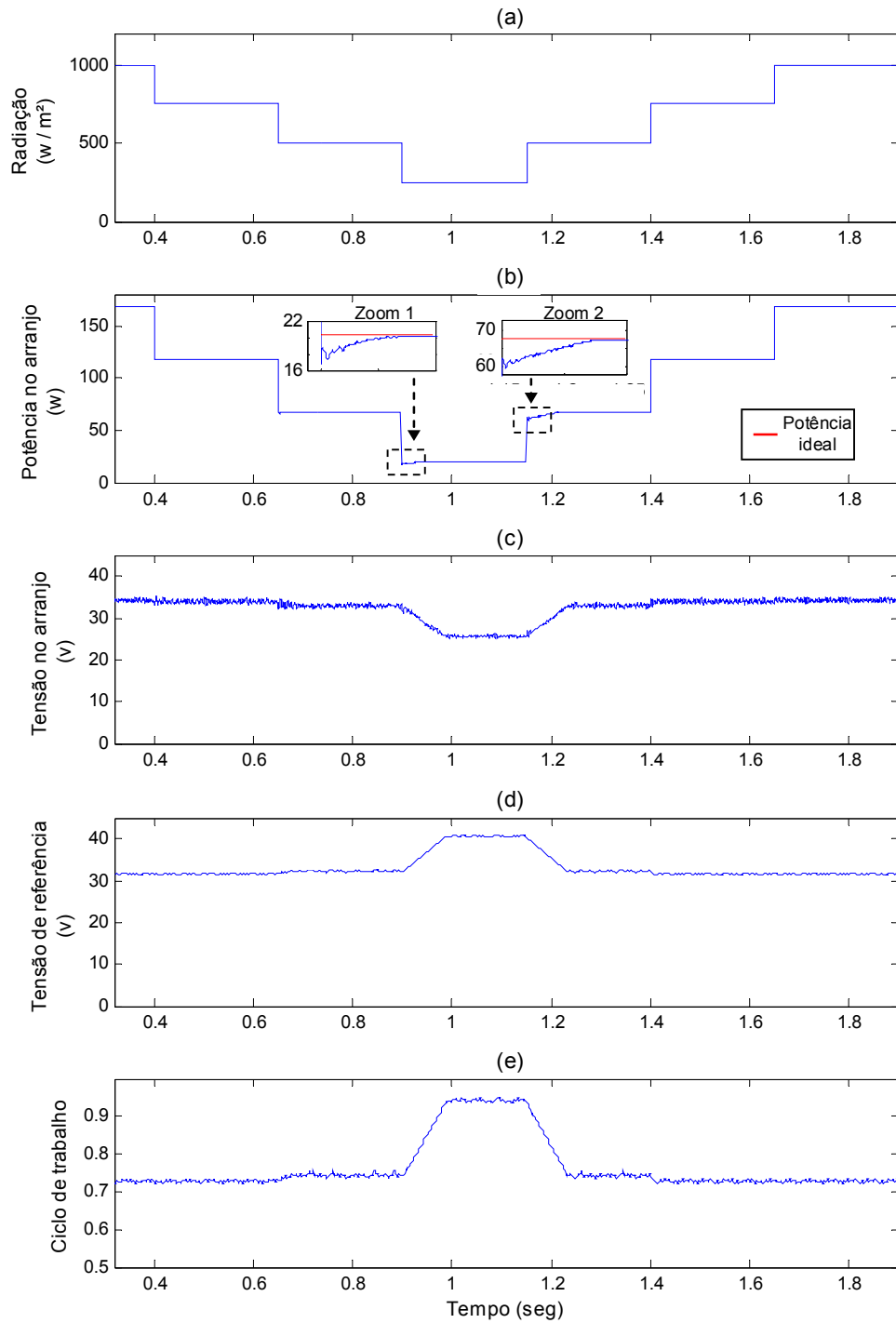


Figura 4.18. Curvas obtidas para a técnica P&O a temperatura constante de 25°C nos painéis fotovoltaicos. (a) Radiação incidente. (b) Potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico. (c) Tensão na saída do arranjo (d) Tensão de referência. (e) Ciclo de trabalho.

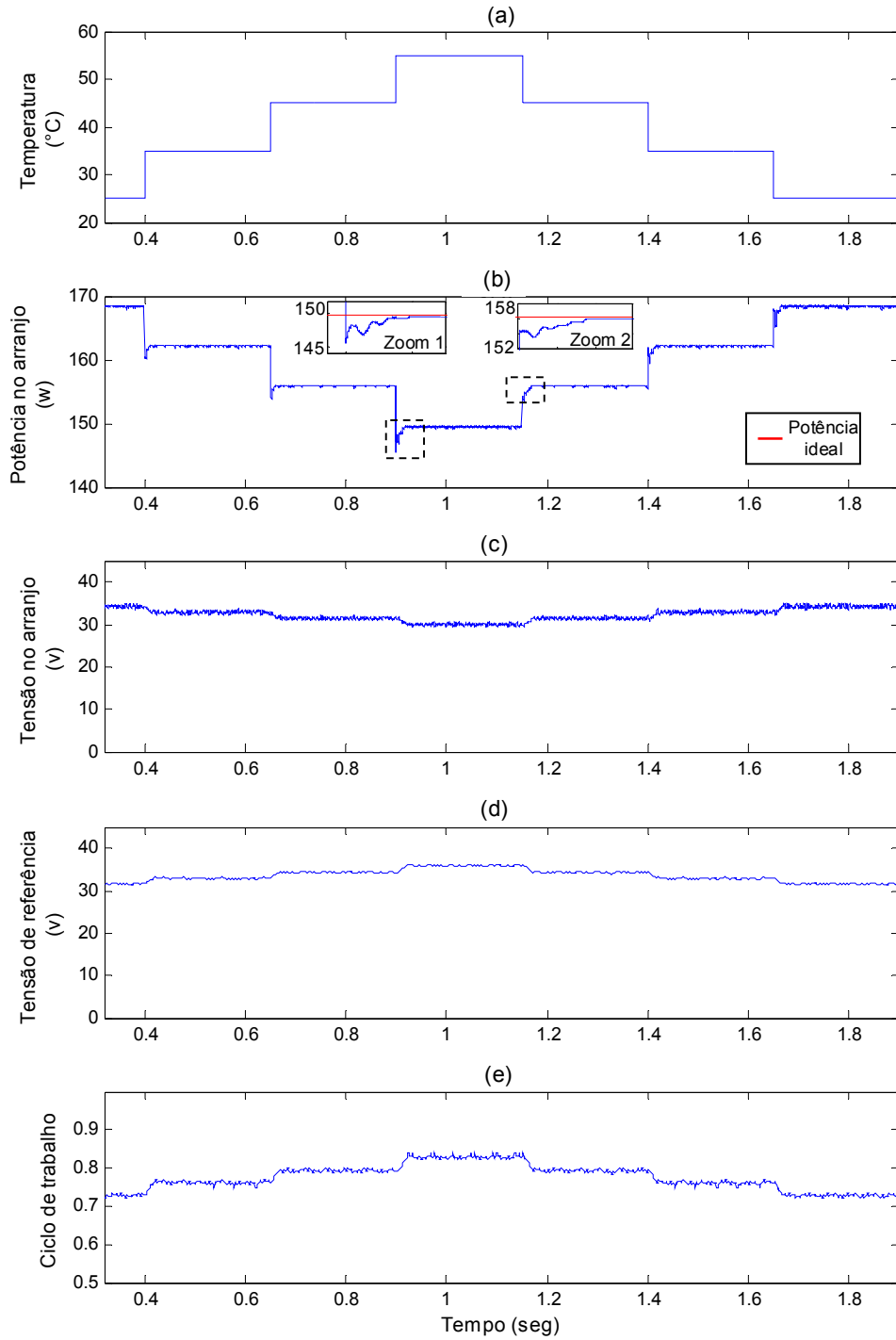


Figura 4.19. Curvas obtidas para a técnica P&O a radiação incidente constante de 1000 W/m^2 . (a) Temperatura nos painéis. (b) Potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico. (c) Tensão na saída do arranjo (d) Tensão de referência. (e) Ciclo de trabalho.

4.4 Técnica Condutância Incremental (IncCond)

Nesta técnica a curva Potência versus Tensão do arranjo de painéis fotovoltaicos é utilizada para a busca do MPP. Ela baseia-se nos valores da condutância instantânea e incremental do arranjo fotovoltaico. Essas grandezas são obtidas pelas medições de corrente e tensão do arranjo solar.

A derivada da potência de arranjo fotovoltaico em relação à tensão pode-se escrever da seguinte forma:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V \cdot I)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (4.2)$$

Dividindo cada membro de (4.2) por V , tem-se:

$$\frac{1}{V} \frac{dP}{dV} = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \quad (4.3)$$

Como V sempre é positivo, o sinal da derivada de potência em relação à tensão é igual a $(I/V + dI/dV)$, ou seja, à soma da condutância instantânea (I/V) e a condutância incremental (dI/dV) . Assim esta técnica permite avaliar em que lado da curva de potência o sistema se encontra e também consegue identificar quando o sistema está operando no MPP, pois nessa condição $dP/dV = 0$ e conseqüentemente $I/V + dI/dV = 0$. Quando essa condição é atingida não é necessário alterar o ciclo de trabalho do conversor, pois significa que ele está operando no ponto MPP e a tensão de referência deve ser mantida. Dessa forma evita-se o problema de oscilação do ponto de operação em torno do MPP.

A Figura 4.20 mostra as três regiões de operação na que pode-se encontrar a potência de saída do arranjo fotovoltaico utilizado (dois painéis Isofoton I-80 conectados em série) considerando variações na radiação incidente (S) entre 100 e 1000 w/m^2 e mantendo a temperatura constante em 25°C.

A figura 4.21 mostra o fluxograma de funcionamento desta técnica. Quando o sistema está operando no MPP a tensão do arranjo é mantida constante, então $\Delta V = 0$ e a condutância incremental não pode ser determinada. Neste caso, evita-se o cálculo da condutância incremental e apenas a corrente do arranjo é avaliada, conforme mostrado no

lado direito do fluxograma. Para essa condição, se a corrente muda significa que o MPP mudou assim uma perturbação é aplicada ao sistema para que se possa rastrear o novo MPP.

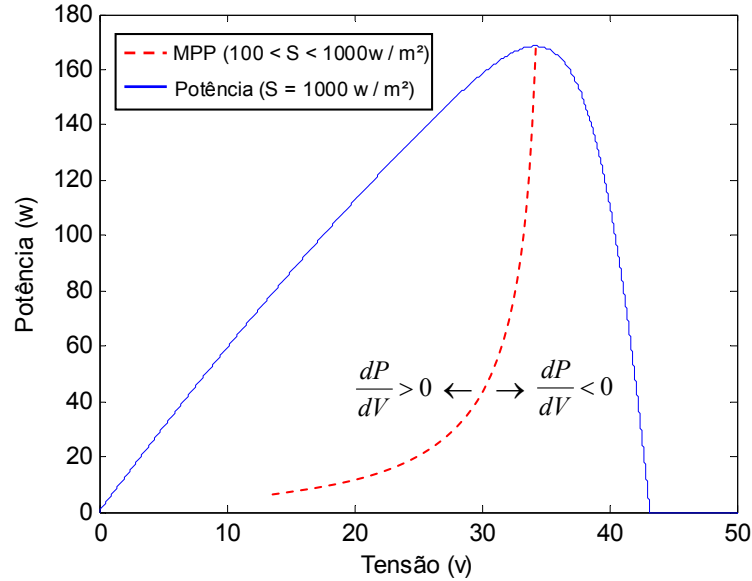


Figura 4.20. Característica da potência de saída do arranjo fotovoltaico e suas três regiões de operação.

Nesta técnica, como no P&O, é preciso definir os parâmetros T_a e ΔV . As mesmas considerações feitas na Seção 4.3 são válidas. No entanto, esses não são os únicos parâmetros a serem definidos. Na prática a expressão $I/V + dI/dV = 0$ que indica que o sistema esteja operando no MPP dificilmente será satisfeita, devido a ruídos na medição, erros de quantização e principalmente a discretização da tensão de referência [31]. Então, é necessário definir uma faixa tolerável (ΔW) em torno de zero onde tal condição pode ser considerada verdadeira, ou seja, $-\Delta W/2 < I/V + dI/dV < \Delta W/2$, sendo assim a técnica passa a ter o fluxograma da figura 4.22. Se ΔW é muito grande a tensão de referência vai estabilizar em um valor muito distante da tensão de referência de máxima potência (V_{refmax}), pelo contrário se ΔW é muito pequeno a tensão de referência irá oscilar em torno de V_{refmax} . Em ambos os casos ocorre uma diminuição da eficiência da técnica. A busca de um critério analítico para a escolha de ΔW é complexo [31], de forma que escapa aos objetivos deste trabalho. Sendo assim, o valor para ΔW para o sistema fotovoltaico foi obtido por simulação.

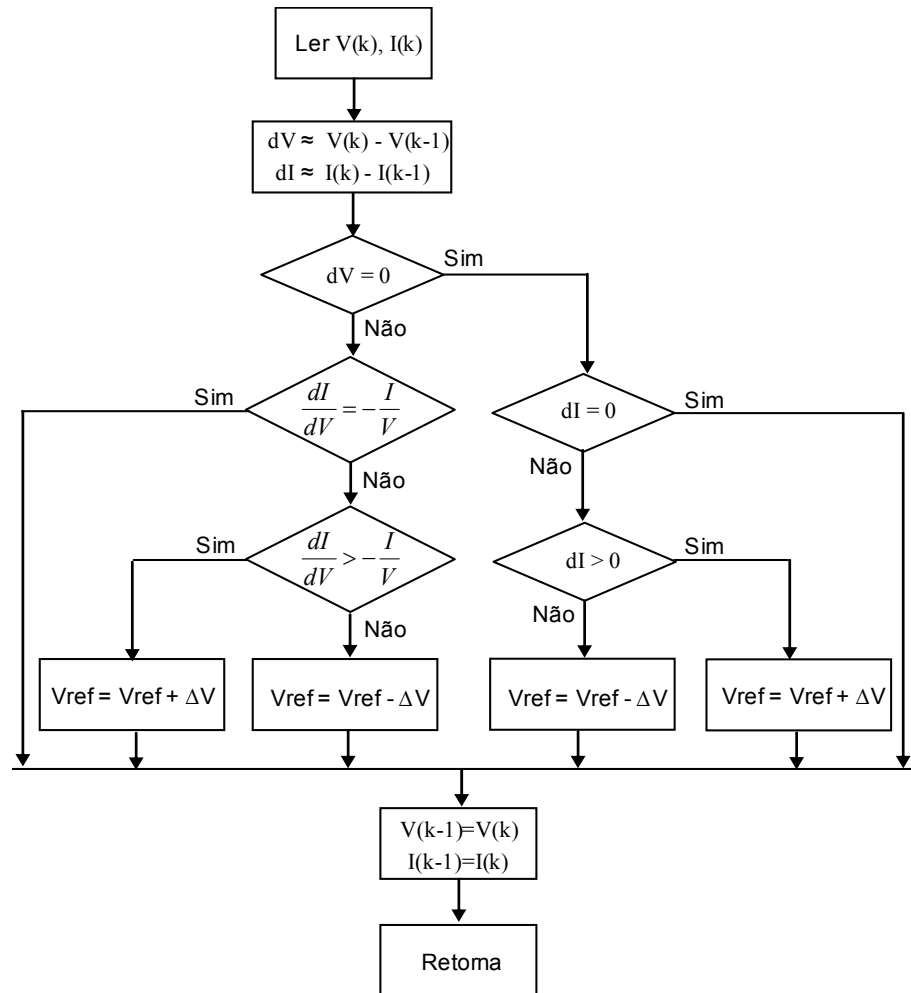


Figura 4.21. Fluxograma da técnica IncCond.

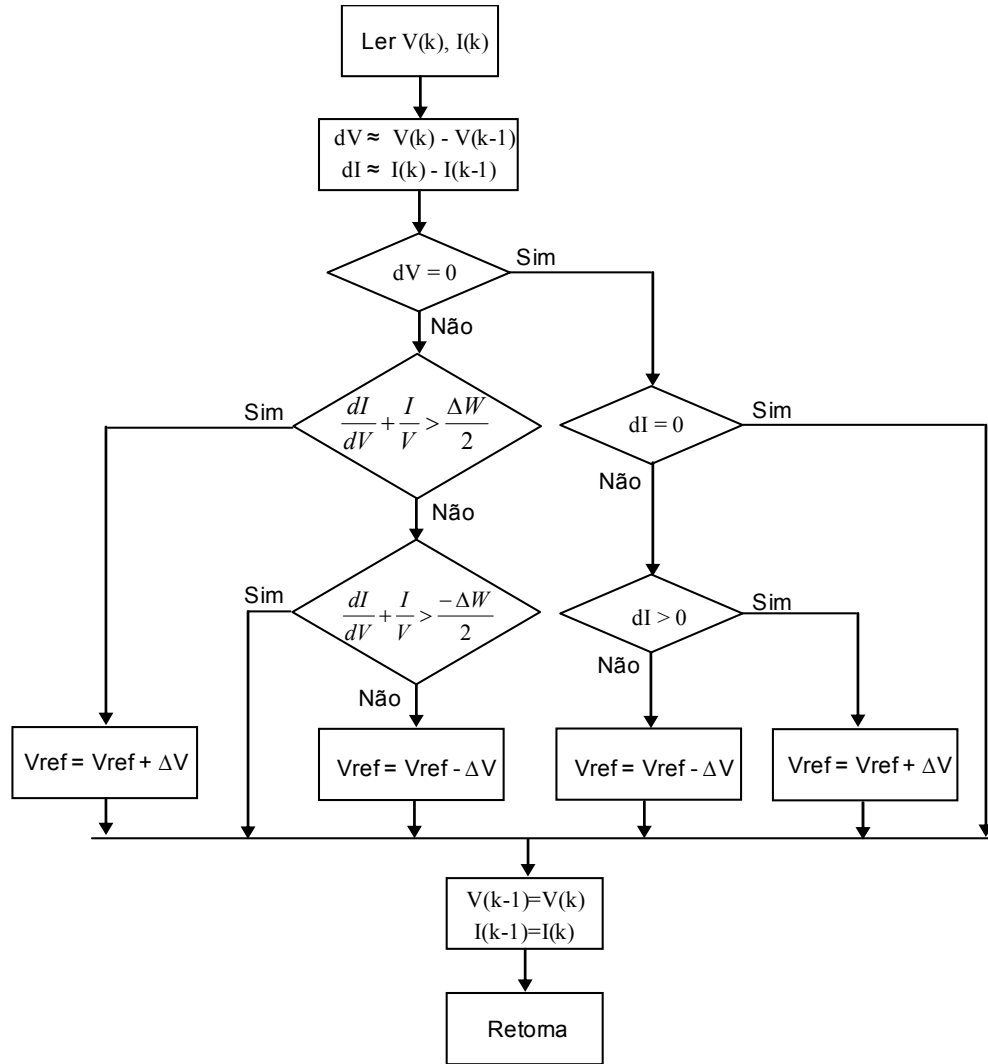


Figura 4.22. Fluxograma da técnica IncCond modificado.

O algoritmo desenvolvido para esta técnica é apresentado na Figura 4.23. Ele representa o fluxograma da técnica IncCond modificado mostrado na Figura 4.22. Para ajustar o tamanho de ΔW , realizaram-se simulações para diferentes valores de ΔW . Nas simulações foram mantidos os valores para o tempo de amostragem e o tamanho de perturbação da seção anterior ($T_a = 2$ ms, $\Delta V = 0.2$ V), considerando-se como entrada para o arranjo a condição padrão de teste. A Figura 4.24 apresenta os resultados para um valor muito pequeno da faixa de tolerância ($\Delta W = 0.005$). Nela comprova-se que a tensão de referência fica oscilando em torno de V_{refmax} . A Figura 4.25 mostra que para um valor muito grande da faixa de tolerância ($\Delta W = 0.15$), a tensão de referência estabelece-se em um valor distante de V_{refmax} . A Figura 4.26 mostra os resultados para $\Delta W = 0.05$, verifica-se que quando o MPPT é atingido, a tensão de referência fica constante.

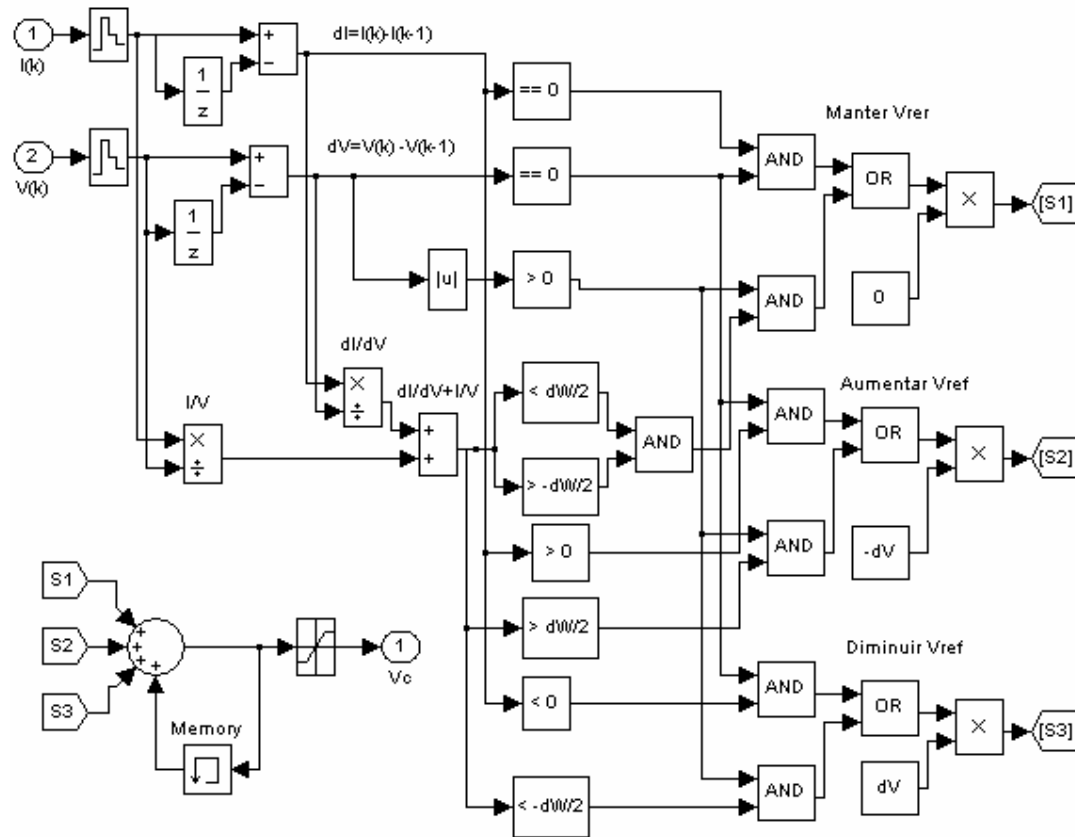


Figura 4.23. Algoritmo MPPT Condutância Incremental implementado em Simulink.

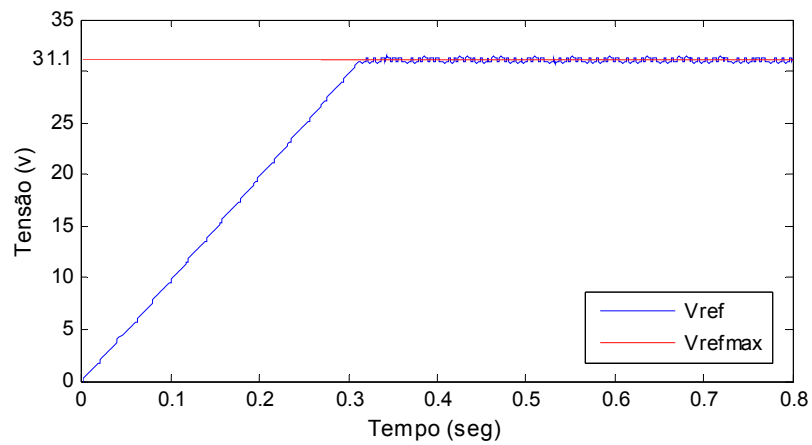


Figura 4.24. Comportamento do algoritmo IncCond para $\Delta W=0.005$.

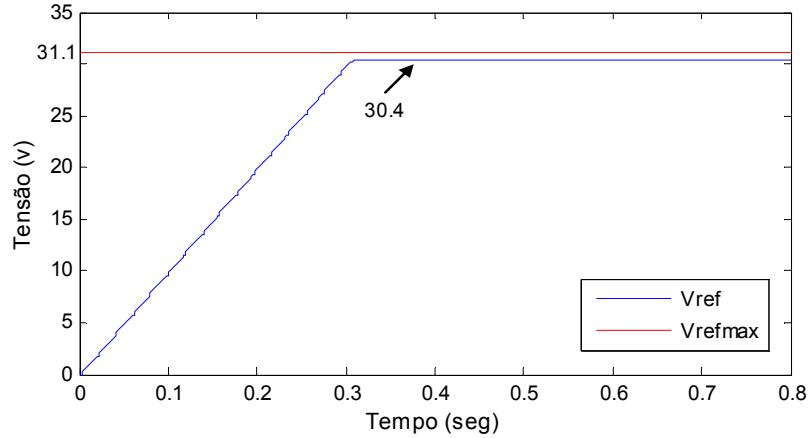


Figura 4.25. Comportamento do algoritmo IncCond para $\Delta W=0.15$.

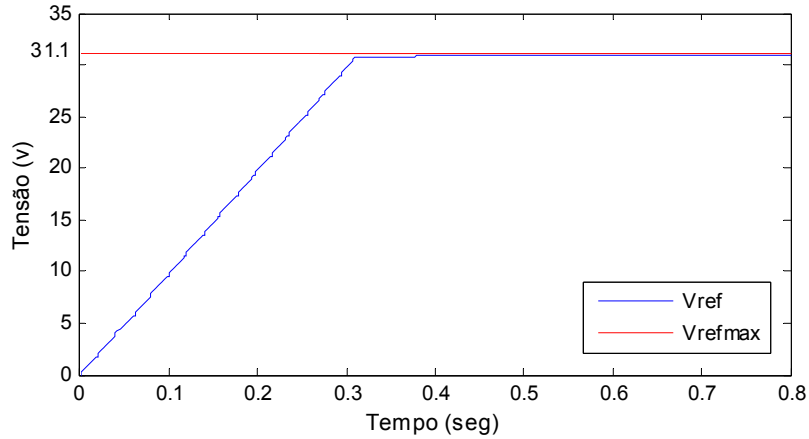


Figura 4.26. Comportamento do algoritmo IncCond para $\Delta W=0.045$.

A avaliação do comportamento da técnica a mudanças atmosféricas foi feita considerando as mesmas condições da seção anterior. O valor escolhido para $\Delta W=0.045$ evita os problemas de oscilação da tensão de referência para uma grande faixa de radiação e temperatura, toda vez que é atingido o MPP, assim é mostrado nas Figuras 4.27c e 4.28c, a mesma situação pode ser observada nas Figura 4.27d e 4.28d para o ciclo de trabalho. Mesmo que esta técnica consiga eliminar as oscilações na tensão de referência, elas permanecem na tensão do arranjo, este fenômeno foi atribuído a erro numérico na simulação, pois foi comprovado que ao diminuir ainda mais o passo de calculo, aquela oscilação foi eliminada. As Figuras 4.27c e 4.28c mostram a situação antes comentada. O fato de reduzir o nível da ondulação de tensão do arranjo, contribui também a ter uma ondulação menor na potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico (Figuras 4.27b e 4.28b), o que permite obter uma melhor eficiência na extração da energia solar, sendo essa a principal característica desta técnica.

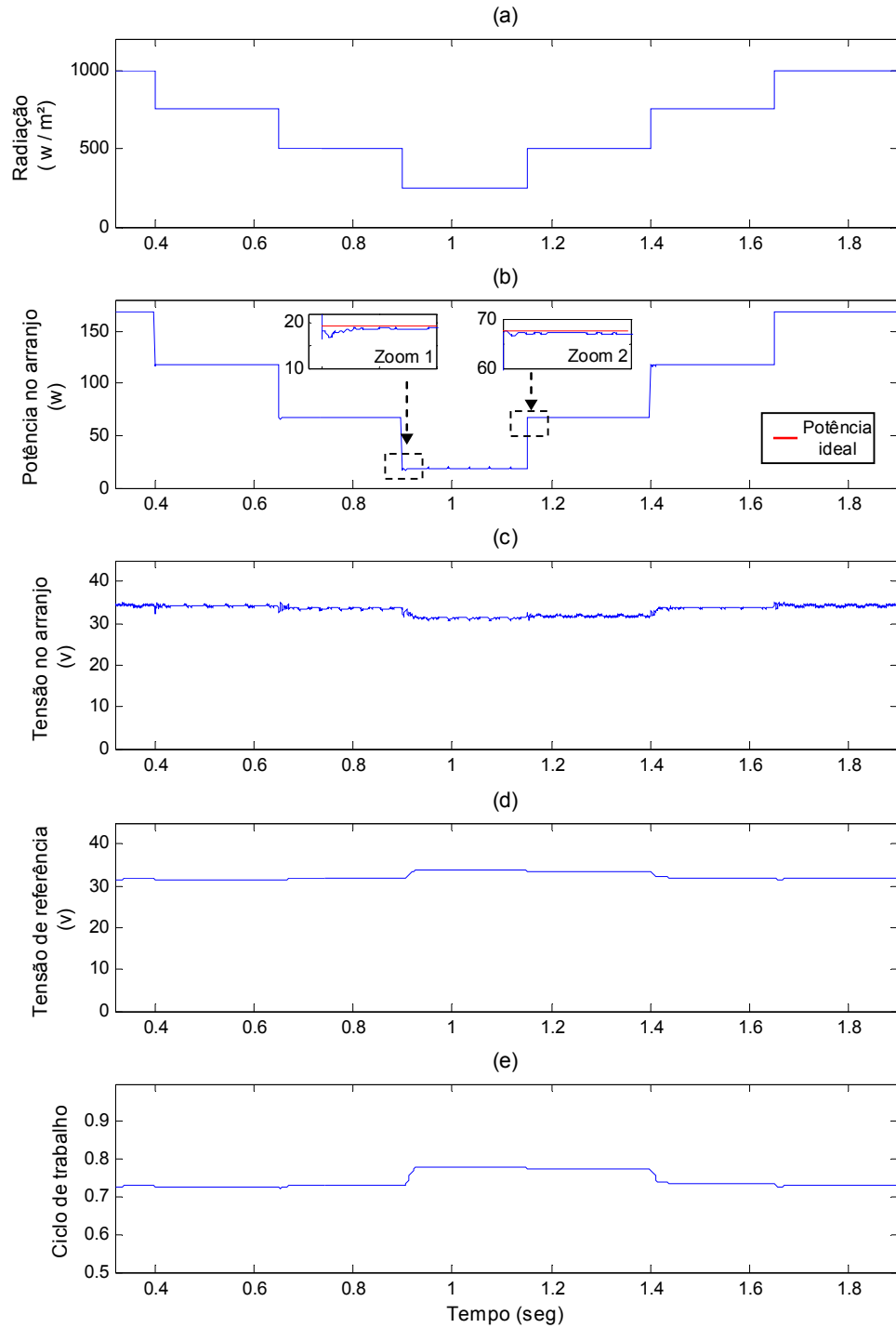


Figura 4.27. Curvas obtidas para a técnica condutância incremental a temperatura constante de 25°C.

(a) Radiação incidente. (b) Potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico. (c) Tensão na saída do arranjo (d) Tensão de referência. (e) Ciclo de trabalho.

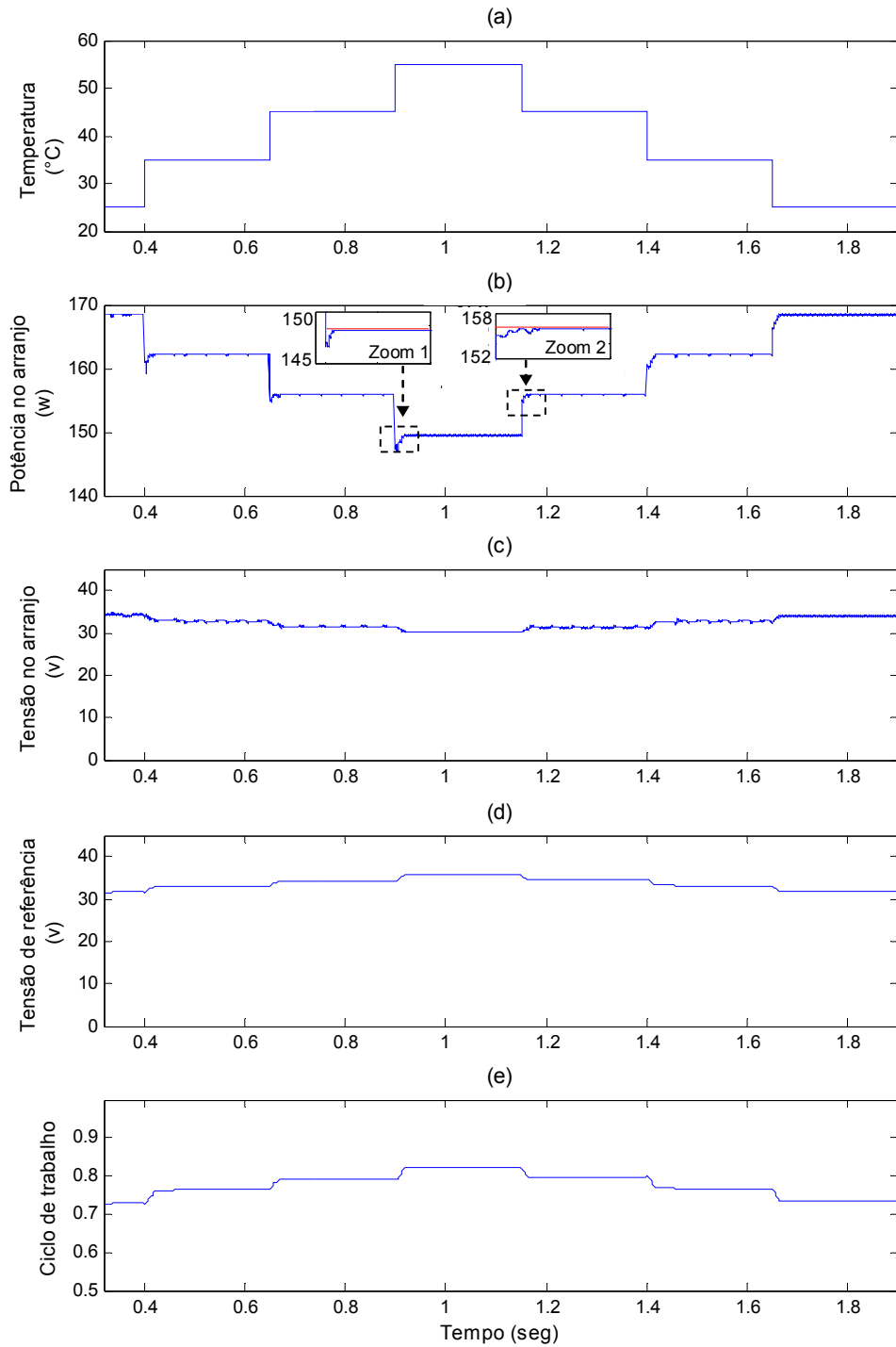


Figura 4.28. Curvas obtidas para a técnica condutância incremental a radiação incidente constante de 1000 W/m^2 . (a) Temperatura nos painéis. (b) Potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico. (c) Tensão na saída do arranjo (d) Tensão de referência. (e) Ciclo de trabalho.

4.5 Comparação entre as técnicas

Nesta seção faz-se uma comparação das técnicas estudadas neste capítulo. Visando atender condições mais reais de operação do arranjo fotovoltaico, considera-se a temperatura nele como uma função da radiação incidente e a temperatura ambiente. A temperatura da célula pode ser estimada a partir de [33]:

$$T_{cel} = T_{amb} + \left(\frac{NOCT - 20}{800} \right) \cdot S \quad (4.4)$$

Onde:

NOCT: Temperatura normal de operação das células fornecida pelo fabricante.

T_{amb} : Temperatura ambiente.

S : Radiação incidente.

Usando a Equação (4.4), e considerando $NOCT=47^\circ\text{C}$ (para o painel Isofoton I-80, ver Tabela 3.5) e uma temperatura ambiente de 25°C , estima-se a seguir a temperatura no arranjo fotovoltaico para três condições de irradiância diferente:

$S = 1000 \text{ w/m}^2$ (Radiação alta) $\rightarrow T_{cel} = 58.75^\circ\text{C}$.

$S = 700 \text{ w/m}^2$ (Radiação média) $\rightarrow T_{cel} = 48.62^\circ\text{C}$.

$S = 300 \text{ w/m}^2$ (Radiação baixa) $\rightarrow T_{cel} = 35.12^\circ\text{C}$.

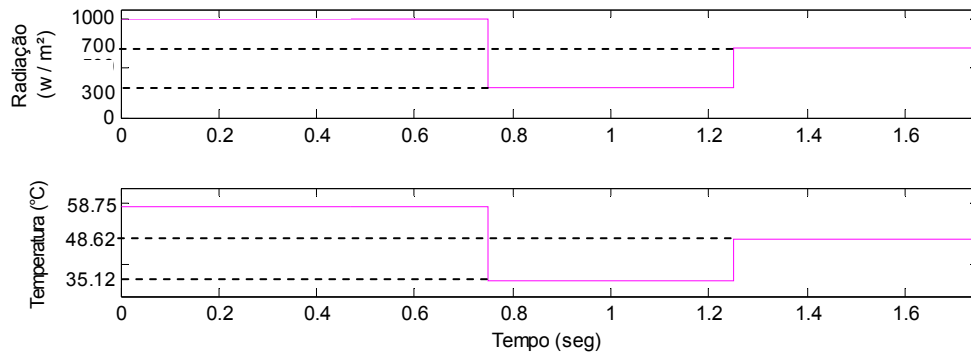


Figura 4.29. Condições de operação do arranjo fotovoltaico usadas na comparação das técnicas MPPT.

Tabela 4.3. Parâmetros das técnicas MPPT usados na simulação.

Técnica	Parâmetros
CV	$G = 0.1$ $T_{ca} = 0.5$ (s) $T_a = 2$ (ms)
P&O	$\Delta V = 0.2$ V $T_a = 2$ (ms)
IncCond	$\Delta W = 0.045$ $\Delta V = 0.2$ V $T_a = 2$ (ms)

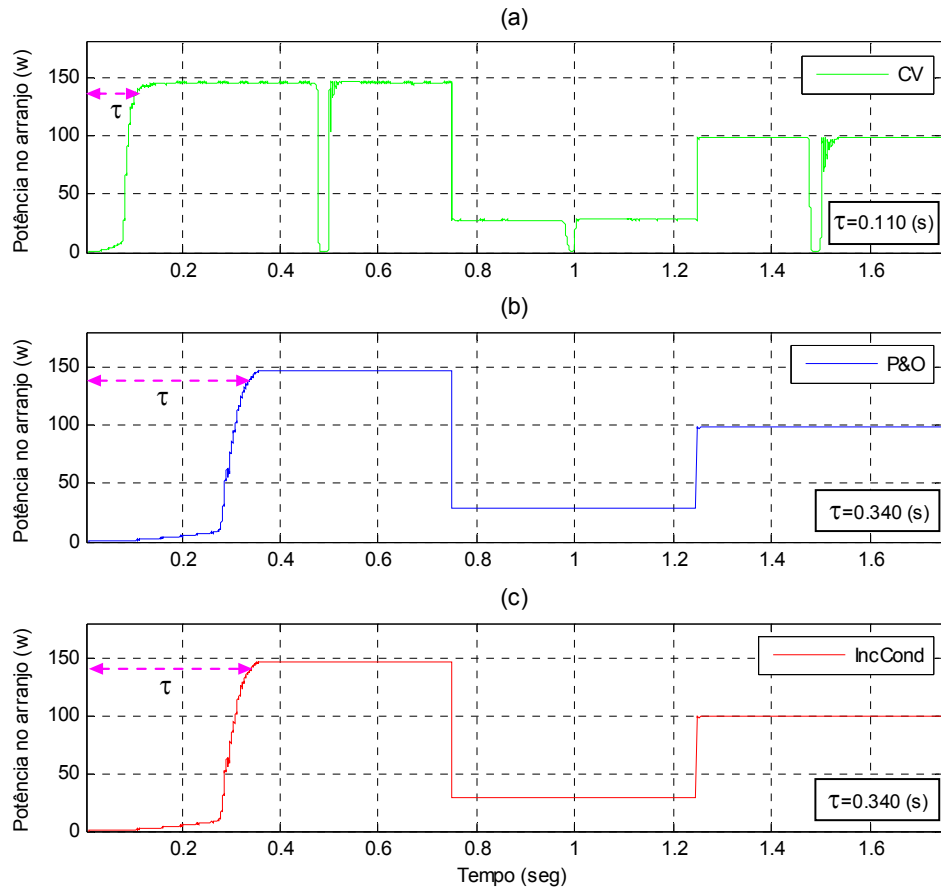


Figura 4.30. Potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico para as técnicas tensão constante, perturba e observa e condutância incremental.

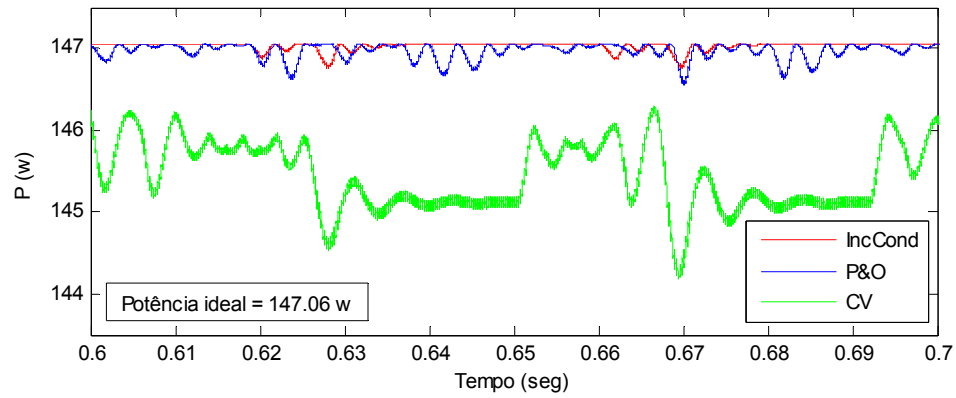


Figura 4.31. Ripple de potência das técnicas CV, P&O e IncCond para uma radiação de 1000 W/m² e temperatura de 58.75 °C.

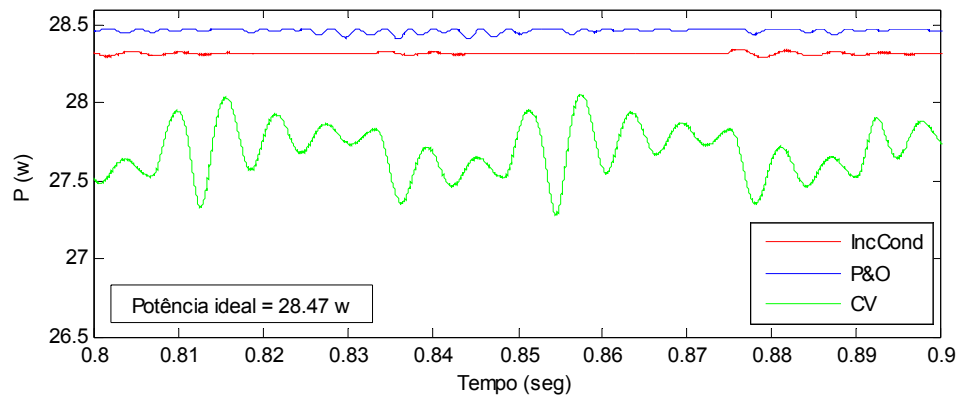


Figura 4.32. Ripple de potência das técnicas CV, P&O e IncCond para uma radiação de 300 W/m² e temperatura de 35.12 °C.

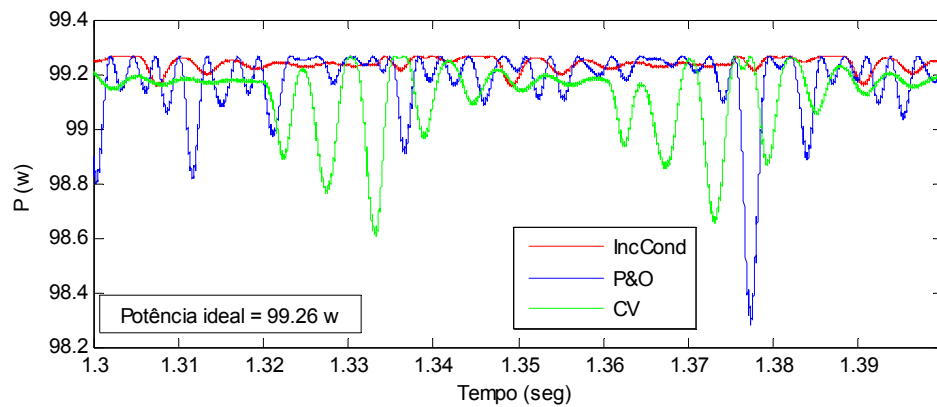


Figura 4.33. Ripple de potência das técnicas CV, P&O e IncCond para uma radiação de 700 W/m² e temperatura de 48.62 °C.

Tabela 4.4. Radiação 1000 (w/m²) e Temperatura 58.75 (°C)

	Ripple máximo	Potência média (w)	Eficiência(%)
Técnica CV	144.20 – 146.29	145.433	98.89
Técnica P&O	146.56– 147.05	146.970	99.94
Técnica IncCond	146.74- 147.05	147.032	99.98

Tabela 4.5. Radiação 700 (w/m²) e Temperatura 48.62 (°C)

	Ripple Máximo	Potência média (w)	Eficiência(%)
Técnica CV	98.6 – 99.26	99.124	99.85
Técnica P&O	98.28 – 99.26	99.177	99.91
Técnica IncCond	99.15 – 99.26	99.238	99.97

Tabela 4.6. Radiação 300 (w/m²) e Temperatura 35.12(°C)

	Ripple máx	Potência média (w)	Eficiência(%)
Técnica CV	27.28 – 28.05	27.693	97.25
Técnica P&O	28.40– 28.47	28.463	99.97
Técnica IncCond	28.28– 28.34	28.316	99.45

A eficiência das técnicas MPPT foi definida como:

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{disponível}} \quad (4.5)$$

4.6 Resultados da simulação

Velocidade de convergência: os resultados da simulação mostraram que os métodos P&O e IncCond apresentam velocidades de convergência similares, sendo elas mais lentas comparadas com a técnica CV (Figura 4.30).

Eficiência: a técnica Tensão Constante mostrou ter uma eficiência menor em todas as condições de irradiância. O método CV considera a relação $k_1 = V_{max} / V_{oc}$ constante para

qualquer condição ambiental, mas como essa relação é somente uma aproximação, o resultado do ajuste de k_1 torna-se impreciso para variações nas condições ambientais, aumentando a ondulação de potência e conseqüentemente diminuindo a eficiência da técnica. Contudo, esta técnica apresenta intervalos de potência zero (Figura 4.30) nos momentos em que os painéis são desligados para obter a leitura da tensão de circuito aberto necessária para ajustar k_1 , afetando ainda mais a eficiência global da técnica. Na comparação da eficiência das técnicas feita na Tabela 4.4 mostra-se que as técnicas P&O e IncCond apresentam eficiências similares, sendo um pouco melhor a IncCond para alta e média irradiância, e P&O para baixa irradiância. A constatação de que a técnica P&O apresente melhor eficiência que IncCond para baixa radiação incidente, pode ser explicada pelo fato de que a faixa de tolerância (ΔW) utilizada na simulação da técnica IncCond para essa condição climática não ser a mais adequada, forçando à tensão de referência a se estabelecer em um valor distante da tensão de referência de máxima potência, diminuindo assim a extração de potência do arranjo fotovoltaico.

A Figura 4.34 mostra a tensão e corrente de recarga no banco de baterias quando é utilizada a técnica MPPT IncCond. Percebe-se que a tensão é de 23.97 V, ao considerar um estado de carga inicial de 50%.

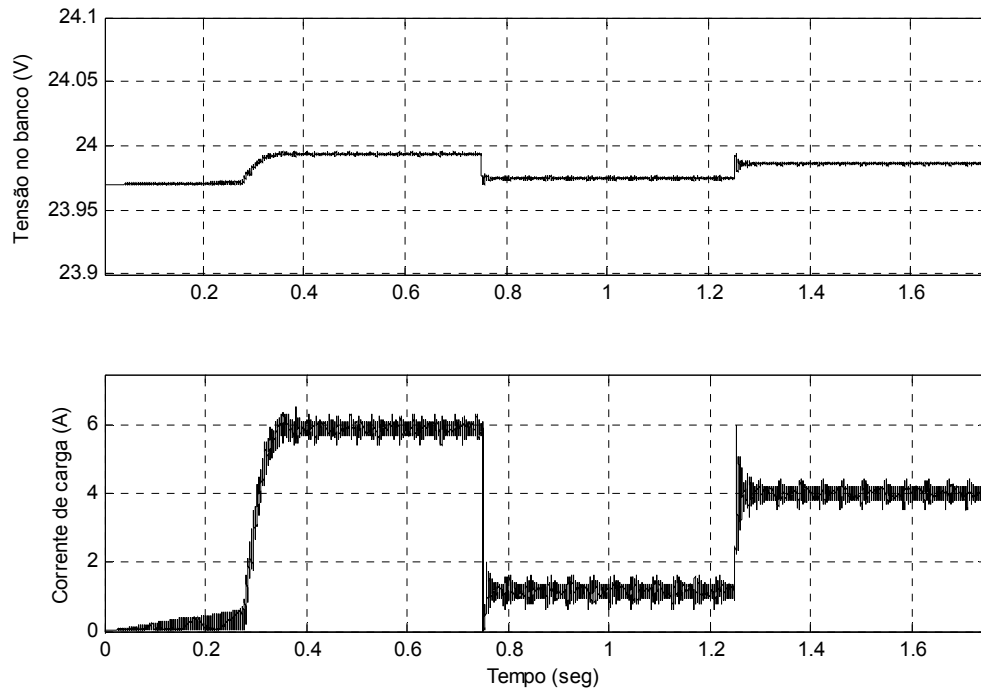


Figura 4.34. Tensão e corrente na bateria para a técnica IncCond.

4.7 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado um estudo detalhado de três das técnicas MPPT mais utilizadas CV, P&O e IncCond, foram analisados seus parâmetros mais importantes, observadas suas influências no comportamento de cada método e ajustados visando maximizar a eficiência na produção da potência elétrica. A análise foi feita através de simulações que consideraram diversas condições de operação do arranjo fotovoltaico.

A técnica CV mostrou ser a mais ineficiente das três estudadas, mesmo que sua eficiência tenha atingido valores entre 97 e 99%. Para a implementação desta técnica é necessária a inclusão de uma segunda chave eletrônica para a desconexão periódica dos painéis, embora somente um sensor seja utilizado para a medição da tensão de circuito aberto. Esta técnica é fácil de ser desenvolvida podendo se realizar tanto analógica quanto digitalmente precisando neste último caso de uma baixa capacidade computacional.

A implementação da técnica P&O em software é muito simples, tendo apenas algumas adições, algumas comparações e uma multiplicação, podendo ser realizada até em microcontroladores de baixo custo. Já a técnica IncCond torna-se mais complexa pelo fato de incorporar no seu algoritmo divisões, as quais geralmente não são possíveis de resolver na maioria dos microcontroladores. P&O e IncCond apresentam eficiência similares e acima do 99% para todas as condições climáticas estudadas, sendo IncCond ligeiramente superior para média e alta incidência de radiação, que é a situação onde a utilização de uma técnica MPPT é mais relevante.

Tendo em vista de que neste trabalho propõe-se utilizar um processador digital de sinais, para as tarefas de controle do sistema fotovoltaico, as diferenças das técnicas MPPT em termos de custo computacional e facilidade de implementação tornam-se irrelevantes. Dessa forma foi escolhida a técnica IncCond para ser implementada.

Capítulo 5

Controle de carga baseado no conversor Buck

5.1 Introdução

O armazenamento de energia em banco de baterias possibilita o estoque do excedente de energia gerado para posterior reutilização, o que é muito comum nos sistemas fotovoltaicos, cuja produção de energia é dependente de fatores climáticos variáveis.

O Controlador de Carga de Bateria é o equipamento designado para o controle do processo de carga e descarga da bateria dentro do sistema, garantido um melhor aproveitamento da energia gerada e maior vida útil para as baterias eletroquímicas.

As baterias chumbo-ácido, as mais utilizadas em sistemas fotovoltaicos, necessitam de uma estratégia de controle dos seus processos de carga e descarga para evitar a degradação de sua matéria ativa precocemente e conseqüente diminuição da sua vida útil estimada. Assim, durante o processo de carga o controlador deve adequar o fluxo de energia entregue a bateria de forma a garantir um carregamento completo observando os limites de tensão, de corrente e de temperatura da bateria. Já durante o processo de descarga o controlador deve evitar que a bateria seja descarregada além da sua capacidade de fornecimento de energia.

Neste capítulo é apresentada uma proposta de estratégia de controle de carga de bateria, desenvolvida para um sistema fotovoltaico autônomo de baixa potência, o qual é gerenciado por um processador digital de sinais. O esquema de controle proposto é mostrado na Figura 5.1, nela destaca a aquisição dos valores de tensão e corrente fornecidos pelo arranjo fotovoltaico necessários para a implementação do algoritmo MPPT. Além disso, é necessário o monitoramento dos valores da tensão e da corrente do banco de baterias para a estimação do estado de carga deste.

Para o conversor Buck é apresentada a técnica das variáveis médias no espaço de estado [49] para a obtenção de um modelo linear, válido para pequenas variações em torno do seu ponto de operação no estado permanente e, a partir dele, são obtidas as funções de transferência necessárias para o auxílio do projeto dos compensadores analógicos. Já para o projeto deles é apresentada a técnica do fator k [51].

Também é apresentada a metodologia para a digitalização dos compensadores analógicos. Os compensadores digitais foram obtidos pelo método indireto, ou seja, primeiro foram projetados os controladores no domínio contínuo, e após por meio de algum método de discretização foram obtidos seus equivalentes digitais visando ter semelhante desempenho.

Resultados de simulações obtidas com o programa Matlab, são usados para testar o desempenho do controle do conversor Buck.

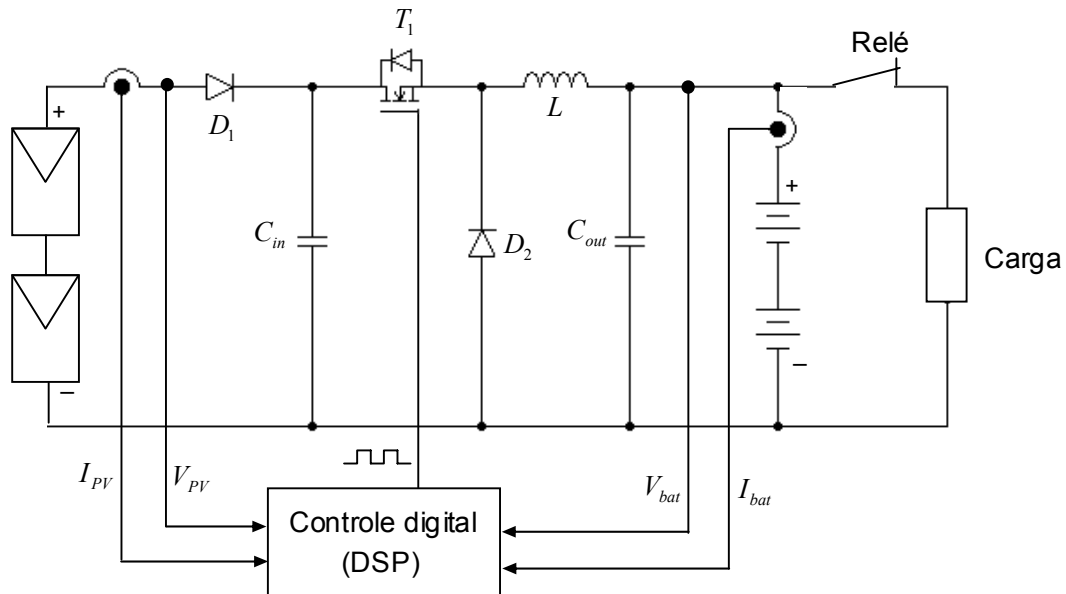


Figura 5.1. Esquema de controle proposto para o carregador de baterias.

5.2 Estratégia de controle do carregador

Analisando as curvas da tensão e da corrente de recarga das baterias mostrada na Figura 2.15, percebe-se a necessidade de estratégias de controle diferenciadas para cada uma das regiões mostradas.

Na primeira região, toda vez que o banco de baterias esteja descarregado é importante que o arranjo de módulos fotovoltaicos funcione no ponto de máxima potência, para aplicar o maior valor de corrente às baterias visando carregá-las o mais rápido possível, se for o caso a corrente de recarga máxima deve ser limitada a uma porcentagem da capacidade nominal da bateria. O algoritmo MPPT a implementar é o de Condutância Incremental, o qual foi analisado em detalhe no capítulo anterior.

Para a segunda região propõe-se uma estratégia de carga a tensão constante com limitação de corrente, segundo os fabricantes de baterias este método é o mais adequado para baterias de chumbo ácido, pois protege a bateria contra sobrecarga durante o estágio final de carga em flutuação [23], [43]. Propõe-se então um controle baseado em duas malhas. Uma malha interna para a limitação da corrente de recarga e uma malha externa para manter a tensão de referência constante, esta tensão deve ser igual ao valor de tensão de equalização, ou seja, de 28.8 V (2.4 V por célula).

Já na terceira região, deve-se manter a mesma estratégia, mas somente mudar a tensão de referência para a de flutuação, ou seja, de 27 V (2.25V por célula). Para evitar uma descarga profunda, acima da permitida pelo fabricante, o controle terá que atuar sobre um relé de desconexão da carga, uma vez que a tensão nos terminais do banco seja igual ao valor mínimo permitido de 21 V. A Figura 5.2 apresenta o fluxograma para a estratégia de controle proposta.

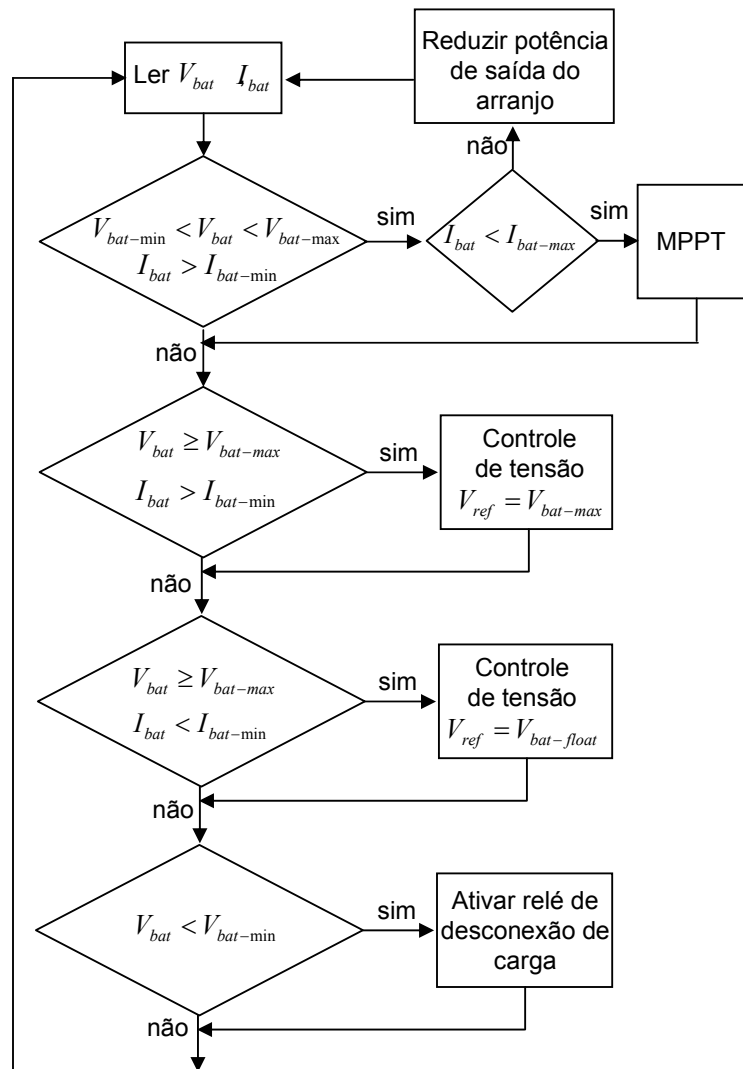


Figura 5.2. Fluxograma da estratégia de controle proposta para o carregador de baterias.

5.3 Modelagem de conversores estáticos

Os métodos de modelagem têm como objetivo fornecer uma expressão matemática que contenha informações sobre o comportamento estático e/ou dinâmico do sistema, a partir da qual seja possível estudar o sistema e estabelecer-se o compensador desejado.

Os conversores estáticos são dispositivos que apresentam um comportamento não linear. A análise do seu comportamento dinâmico pode-se ser feita através de técnicas de linearização para seu funcionamento para pequenas variações em torno do seu ponto de operação no estado permanente CC, determinando assim, o modelo dinâmico de pequenos sinais.

Uma técnica utilizada para linearização do estágio de potência de conversores chaveados operando com controle PWM é a de variáveis médias no espaço de estado [49]. Por variáveis médias entende-se o valor médio de cada variável considerada (normalmente corrente no indutor e tensão no capacitor), valor médio calculado a cada período de comutação. Ou seja, o modelo não é capaz de representar a ondulação da corrente ou da tensão, mas representa a evolução do valor médio destas variáveis. As realimentações necessárias à operação em malha fechada não devem conter sinais de alta frequência, ou seja, devem ser devidamente filtradas, de maneira que o modelo reproduza de maneira fiel o comportamento do sistema [50]. A continuação apresenta-se de forma resumida a técnica da média no espaço.

5.3.1 Equações do espaço de estado

Para um conversor que possui apenas uma chave e opera em modo de condução contínua têm-se dois estados: um correspondente à chave conduzindo e o outro quando a chave está bloqueada. Em cada subintervalo o conversor tem um comportamento contínuo correspondente ao circuito elétrico que o representa e passível de descrição por equações de estado. Assim o primeiro passo para a determinação do modelo dinâmico de pequenos sinais, é a descrição das variáveis de estado para cada estado do circuito. Desse modo, para o intervalo de tempo em que a chave está conduzindo tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_1 x + B_1 u \\ y &= C_1 x + E_1 u\end{aligned}\tag{5.1}$$

Onde, x é o vetor de estados, as variáveis de estado são tipicamente elementos armazenadores de energia, que no caso do conversor Buck são a corrente no indutor e a tensão no capacitor, A_1 é a matriz de estado, B_1 é a matriz de entrada, u é o vetor de entrada, y é o vetor de saída, C_1 é a matriz de saída e E_1 é a matriz de transmissão.

Já para o intervalo em que a chave está bloqueada, tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_2 x + B_2 u \\ y &= C_2 x + E_2 u\end{aligned}\tag{5.2}$$

Onde, A_2 é a matriz de estado, B_2 é a matriz de entrada, C_2 é a matriz de saída e E_2 é a matriz de transmissão, obtidas durante o intervalo onde a chave esta bloqueada.

De (5.1) e (5.2) pode-se obter um modelo baseado na média dos estados do circuito em um período de chaveamento [49] dado por:

$$\begin{aligned}A &= DA_1 + (1 - D)A_2 \\ B &= DB_1 + (1 - D)B_2 \\ C &= DC_1 + (1 - D)C_2 \\ E &= DE_1 + (1 - D)E_2\end{aligned}\tag{5.3}$$

Onde, D corresponde à razão cíclica em regime permanente no ponto quiescente.

Na hipótese das frequências naturais do conversor e das constantes de tempo das suas variáveis de entrada serem bem menores do que a frequência de chaveamento, o modelo médio do conversor em equilíbrio pode ser descrito por:

$$\begin{aligned}0 &= AX + BU \\ Y &= CX + EU\end{aligned}\tag{5.4}$$

Onde X , U , Y representam ao vetor de estados, vetor de entradas e vetor de saídas respectivamente em regime permanente no ponto quiescente. Ao resolver a equação (5.4) pode-se encontrar X e Y , assim:

$$\begin{aligned} X &= -A^{-1}BU \\ Y &= (-CA^{-1}B + E) \cdot U \end{aligned} \quad (5.5)$$

Desta forma as equações de estado do modelo de pequeno sinal são [49]:

$$\begin{aligned} \hat{\dot{x}} &= A\hat{x} + B\hat{u} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d} \\ \hat{y} &= C\hat{x} + E\hat{u} + [(C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U]\hat{d} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Onde as grandezas \hat{x} , \hat{u} , \hat{y} e \hat{d} correspondem às variações de pequeno sinal de X , U , Y e D respectivamente.

5.3.2 Modelagem do conversor Buck

Para a modelagem do conversor Buck é considerado seu funcionamento no modo de condução contínua. A chave e o diodo são considerados ideais. São incluídos os efeitos das perdas ôhmicas no indutor (R_L), e a resistência série equivalente do capacitor (R_{SE}). A tensão fornecida pelo arranjo fotovoltaico para o conversor é representada pela fonte de tensão (V_{PV}). O banco de baterias é simulado como uma carga resistiva (R), devido a que o modelo será orientado basicamente ao projeto de controle. Desde o ponto de vista de controle a resistência é um caso mais desfavorável que uma bateria, posto que em uma resistência a velocidade de resposta da tensão é muito menor que em uma bateria. Se o compensador a projetar consegue manter a estabilidade do sistema considerando uma carga resistiva, certamente manterá a estabilidade do carregador de baterias proposto. Também é considerada como entrada a perturbação na corrente de carga (i_p).

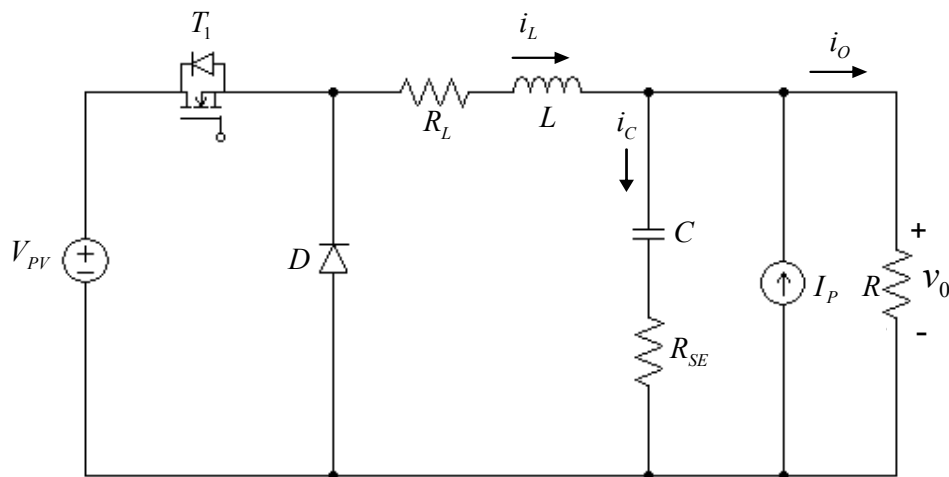


Figura 5.3. Circuito do conversor Buck usado na modelagem.

Atendendo ao esquema elétrico, representado na Figura 5.3, as variáveis de estado, saídas e entradas são escolhidas conforme a Tabela 5.1.

Tabela 5.1. Definição das variáveis para o modelo de estado

Variáveis de estado	Entradas	Saídas
$x_1 = i_L$	V_{PV}	$y_1 = v_O$
$x_2 = v_C$	d	$y_2 = i_L$
	i_P	

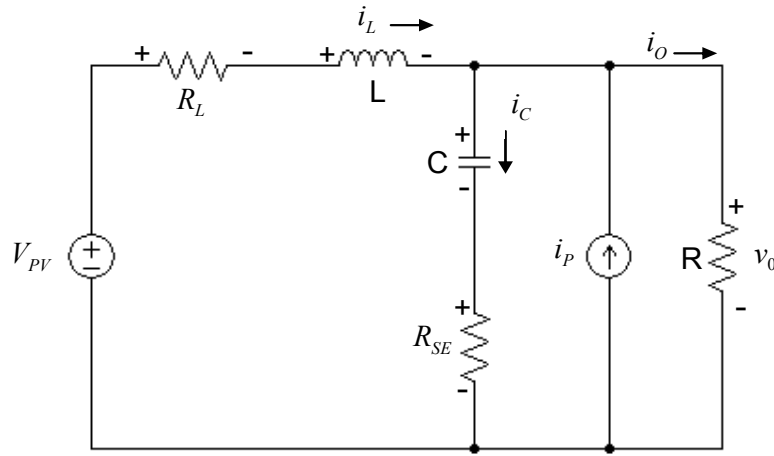


Figura 5.4. Circuito para o conversor Buck quando a chave esta conduzindo.

Considera-se a chave conduzindo (Figura 5.4). Aplicando as leis de Kirchhoff obtêm-se as seguintes equações diferenciais para esse estado:

$$x_1 = C\dot{x}_2 + \frac{x_2 + C\dot{x}_2 R_{SE}}{R} - i_P \quad (5.7)$$

$$V_{PV} = x_1 R_L + L\dot{x}_1 + x_2 + C\dot{x}_2 R_{SE} \quad (5.8)$$

Isolando \dot{x}_1 e \dot{x}_2 de (5.7) e (5.8) tem-se:

$$\dot{x}_1 = \frac{V_{PV}}{L} - \frac{1}{L} \left(\frac{R_L(R + R_{SE}) + R_{SE}R}{R_{SE} + R} \right) x_1 + \frac{1}{L} \left(\frac{-R}{R + R_{SE}} \right) x_2 - \frac{R_{SE}R}{L(R_{SE} + R)} \cdot i_P \quad (5.9)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot x_1 - \frac{1}{C(R + R_{SE})} \cdot x_2 + \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot i_P \quad (5.10)$$

As saídas para este subintervalo são (apêndice B.1):

$$y_1 = \frac{R_{SE} R}{R_{SE} + R} \cdot x_1 + \frac{R}{R_{SE} + R} \cdot x_2 + \frac{R_{SE} R}{R_{SE} + R} \cdot i_P \quad (5.11)$$

$$y_2 = x_1 \quad (5.12)$$

Reescrevendo (5.9) e (5.10) na forma matricial $\dot{x} = A_1 x + B_1 u$ e (5.11) e (5.12) na forma matricial $y = C_1 x + E_1 u$ tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_L(R + R_{SE}) + R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} & -\frac{R}{L \cdot (R + R_{SE})} \\ \frac{R}{C \cdot (R + R_{SE})} & -\frac{1}{C \cdot (R + R_{SE})} \end{bmatrix}}_{A_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} \\ 0 & \frac{R}{C(R + R_{SE})} \end{bmatrix}}_{B_1} \begin{bmatrix} V_{PV} \\ i_P \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_{SE}R}{R + R_{SE}} & \frac{R}{R + R_{SE}} \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{SE}R}{R + R_{SE}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{E_1} \begin{bmatrix} V_{PV} \\ i_P \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

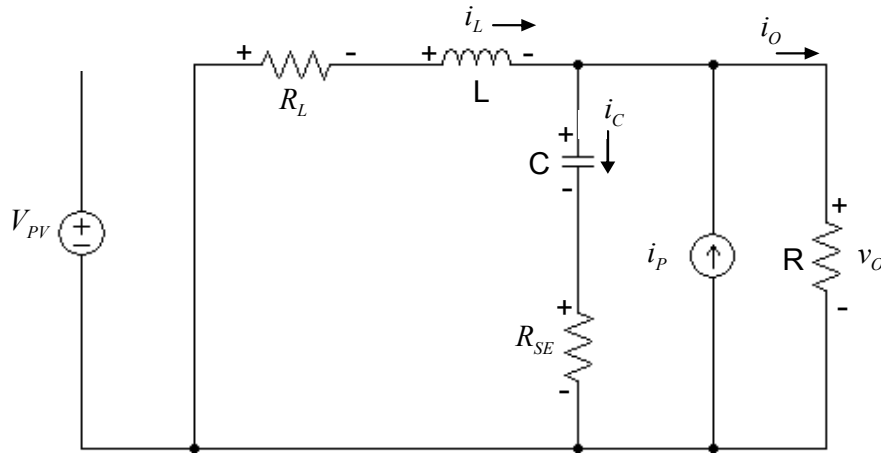


Figura 5.5. Circuito para o conversor Buck quando a chave esta bloqueada.

O segundo estado corresponde à chave desligada (Figura 5.5). Aplicando as leis de Kirchhoff obtêm-se as equações diferenciais para esse estado:

$$x_1 = C\dot{x}_2 + \frac{x_2 + C\dot{x}_2 R_{SE}}{R} - i_P \quad (5.15)$$

$$0 = x_1 R_L + L\dot{x}_1 + x_2 + C\dot{x}_2 R_{SE} \quad (5.16)$$

Isolando \dot{x}_1 e \dot{x}_2 de (5.15) e (5.16) tem-se:

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L} \left(\frac{R_L(R + R_{SE}) + R_{SE}R}{R_{SE} + R} \right) x_1 + \frac{1}{L} \left(\frac{-R}{R + R_{SE}} \right) x_2 - \frac{R_{SE}R}{L(R_{SE} + R)} \cdot i_P \quad (5.17)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot x_1 - \frac{1}{C(R + R_{SE})} \cdot x_2 + \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot i_P \quad (5.18)$$

As saídas para este subintervalo são (apêndice B.1):

$$y_1 = \frac{R_{SE}R}{R_{SE} + R} \cdot x_1 + \frac{R}{R_{SE} + R} \cdot x_2 + \frac{R_{SE}R}{R_{SE} + R} \cdot i_P \quad (5.19)$$

$$y_2 = x_1 \quad (5.20)$$

Reescrevendo (5.17) e (5.18) na forma matricial $\dot{x} = A_2 x + B_2 u$ e (5.19) e (5.20) na forma matricial $y = C_2 x + E_2 u$ tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_L(R + R_{SE}) + R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} & -\frac{R}{L \cdot (R + R_{SE})} \\ \frac{R}{C \cdot (R + R_{SE})} & -\frac{1}{C \cdot (R + R_{SE})} \end{bmatrix}}_{A_2} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} \\ 0 & \frac{R}{C(R + R_{SE})} \end{bmatrix}}_{B_2} \begin{bmatrix} V_{PV} \\ i_P \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_{SE}R}{R + R_{SE}} & \frac{R}{R + R_{SE}} \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_2} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{SE}R}{R + R_{SE}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{E_2} \begin{bmatrix} V_{PV} \\ i_P \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

Substituindo as matrizes $A_1, A_2, B_1, B_2, C_1, C_2, E_1, E_2$ em (5.3) e (5.6) chega-se à expressão (5.23) que descreve o modelo linearizado do conversor Buck.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L(R + R_{SE}) + R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} & -\frac{R}{L \cdot (R + R_{SE})} \\ \frac{R}{C \cdot (R + R_{SE})} & -\frac{1}{C \cdot (R + R_{SE})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} & \frac{V_{PV}}{L} & -\frac{R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} \\ 0 & 0 & \frac{R}{C(R + R_{SE})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{PV} \\ \hat{d} \\ \hat{i}_P \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{y}_1 \\ \hat{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{SE}R}{R + R_{SE}} & \frac{R}{R + R_{SE}} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{R_{SE}R}{R + R_{SE}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{PV} \\ \hat{d} \\ \hat{i}_P \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

O vetor de estados no ponto quiescente se obtém substituindo as matrizes médias em (5.5).

$$X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{DV_{PV} - i_P R}{R_L + R} \\ \frac{(DV_{PV} + i_P R_L)R}{R_L + R} \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Uma vez que já se tem o modelo linearizado do conversor, podem ser determinadas as funções de transferências para o projeto dos compensadores. Quando o banco de baterias esteja nas regiões 2 e 3 de sua condição de carga (Figura 2.15) um controle em cascata de duas malhas será utilizado, uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. A Figura 5.6 mostra a configuração de controle proposta, nela percebe-se a necessidade de conhecer as funções de transferência $G_{id}(s)$ que relaciona o ciclo de trabalho com a corrente no indutor e $G_{oi}(s)$ que relaciona a corrente do indutor com a tensão de saída, adicionalmente são consideradas também $G_{iPV}(s)$ e $G_{iP}(s)$ que representam as perturbações de pequeno sinal da tensão de entrada e da corrente de carga respectivamente sobre a corrente do indutor.

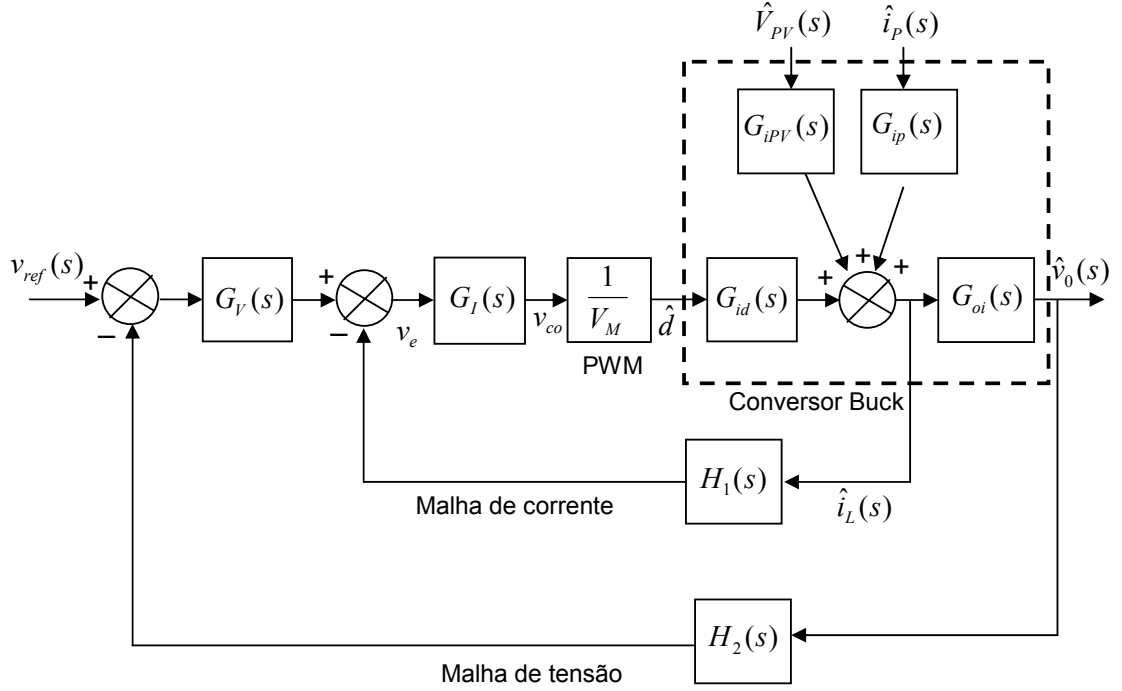


Figura 5.6. Diagrama de blocos de controle proposto para as regiões 2 e 3 do estado de carga do banco de baterias.

O modelo linearizado do conversor apresenta três entradas, logo as variáveis de estado podem ser representadas pela superposição da contribuição de cada entrada em forma independente. Para o caso deste trabalho a variável de estado de interesse é a corrente no indutor. A equação 5.26 mostra a corrente no indutor em função das entradas.

$$\hat{i}_L(s) = G_{iPV}(s) \cdot \hat{V}_{PV}(s) + G_{id}(s) \cdot \hat{d}(s) + G_{ip}(s) \cdot \hat{i}_p(s) \quad (5.26)$$

Onde:

$$G_{iPV}(s) = \hat{i}_L(s) / \hat{V}_{PV}(s) \quad (\text{com } \hat{d}(s) = 0 \text{ e } \hat{i}_p(s) = 0) \quad (5.27)$$

$$G_{id}(s) = \hat{i}_L(s) / \hat{d}(s) \quad (\text{com } \hat{V}_{PV}(s) = 0 \text{ e } \hat{i}_p(s) = 0) \quad (5.28)$$

$$G_{ip}(s) = \hat{i}_L(s) / \hat{i}_p(s) \quad (\text{com } \hat{V}_{PV}(s) = 0 \text{ e } \hat{d}(s) = 0) \quad (5.29)$$

As funções de transferência G_{iPV} , G_{id} , G_{iP} , G_{oi} foram determinadas em concordância com o procedimento descrito na seção anterior, elas são mostradas (5.30), (5.31), (5.32), (5.33) respectivamente. O detalhe da obtenção de aquelas funções é apresentado no apêndice (B.2).

$$G_{iPV}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{V}_{PV}(s)} = \frac{s(CRD + DR_{SE}C) + D}{s^2 LC(R + R_{SE}) + s(R_L CR + R_L CR_{SE} + RCR_{SE} + L) + R_L + R} \quad (5.30)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{s(CR + R_{SE}C)V_{PV} + V_{PV}}{s^2 LC(R + R_{SE}) + s(R_L CR + R_L CR_{SE} + RCR_{SE} + L) + R_L + R} \quad (5.31)$$

$$G_{iP}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_P(s)} = \frac{-sR_{SE}CV_{PV} - R}{s^2 LC(R + R_{SE}) + s(R_L CR + R_L CR_{SE} + RCR_{SE} + L) + R_L + R} \quad (5.32)$$

$$G_{oi}(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{R(sCR_{SE} + 1)}{Cs(R + R_{SE}) + 1} \quad (5.33)$$

Foi simulado com o pacote Power Systems de Matlab o circuito chaveado do conversor representado na Figura 5.3, e comparado com o modelo linearizado de pequeno sinal obtido, visando comprovar a validade deste. A chave e o diodo Schottky foram considerados como ideais. Os valores para os componentes passivos foram escolhidos da seguinte forma: $L = 560 \mu\text{H}$, $R_L = 0.04 \Omega$, $C = 220 \mu\text{F}$, $R_{SE} = 230 \text{ m}\Omega$. A tensão fornecida pelo arranjo fotovoltaico $V_{PV} = 35 \text{ V}$, a fonte de corrente $i_P = 0 \text{ A}$. A resistência que simula o consumo do banco de bateria foi determinada da seguinte maneira: para o caso em que a condição climática seja a padrão (1000 W/m^2 a 25°C) a potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico será de aproximadamente 160 W , a tensão no banco de baterias no momento em que atuem as malhas de controle será de 28.8 V , considerando que toda a potência é transferida pelos painéis ao banco (Buck ideal) pode-se estimar uma resistência de carga equivalente como $R = V_{bat}^2/P = 28.8^2/160 \approx 5\Omega$.

Ao substituir os valores definidos para os componentes e entradas em (5.25) se obtém os valores para o ponto quiescente:

$$I_L = 5.76A \quad (5.34)$$

$$V_C = 28.8V \quad (5.35)$$

$$D = 0.8294 \quad (5.36)$$

Ao Substituir os valores dos componentes e entradas e do ciclo de trabalho em regime permanente em (5.30), (5.31), (5.32) e (5.33) tem-se:

$$G_{iPV}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{V}_{PV}(s)} = \frac{0.0009544 \cdot s + 0.8294}{6.443 \times 10^{-7} \cdot s^2 + 0.000859 \cdot s + 5.04} \quad (5.37)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{0.04027 \cdot s + 35}{6.443 \times 10^{-7} \cdot s^2 + 0.000859 \cdot s + 5.04} \quad (5.38)$$

$$G_{ip}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_p(s)} = \frac{-0.000253 \cdot s - 5}{6.443 \times 10^{-7} \cdot s^2 + 0.000859 \cdot s + 5.04} \quad (5.39)$$

$$G_{oi}(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{0.000253 \cdot s + 5}{0.001151 \cdot s + 1} \quad (5.40)$$

A Figura 5.7 apresenta o resultado da simulação para a tensão na saída do conversor em resposta a um degrau de 10% na tensão fornecida pelo arranjo fotovoltaico. São mostrados simultaneamente o modelo chaveado e o modelo médio. A figura 5.8 mostra a mesma comparação para o comportamento da corrente no indutor a um degrau de 10% na corrente de carga. Já a figura 5.9 mostra a comparação para o comportamento da tensão na saída a um degrau de 10% no ciclo de trabalho. Os resultados obtidos para os três casos analisados mostram que o modelo linearizado apresenta um comportamento satisfatório, toda vez que para pequenas variações nas entradas do conversor, o modelo conseguiu representar o valor médio do modelo chaveado. Sendo assim este modelo será utilizado na seguinte seção para o projeto dos compensadores.

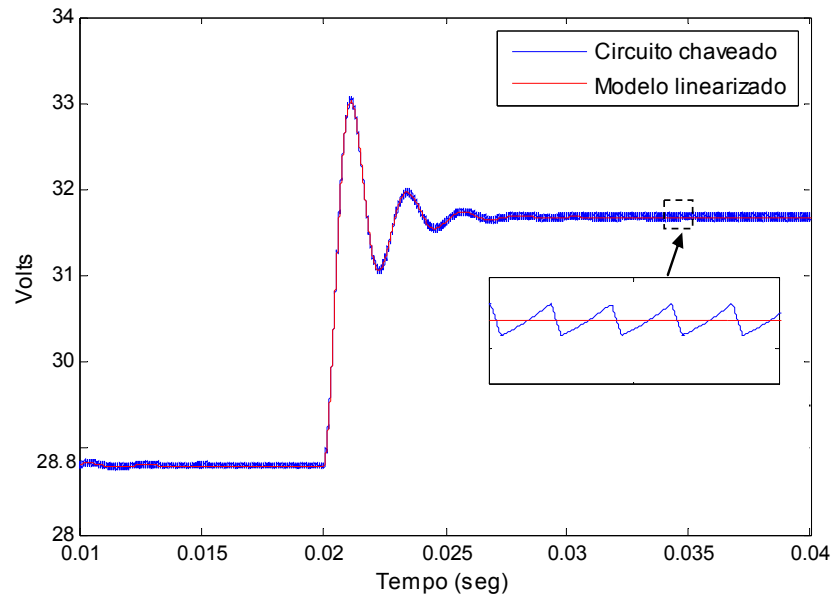


Figura 5.7. Tensão na saída do conversor: resposta a um degrau de 10% da tensão de entrada. Circuito com chaveamento e modelo linearizado.

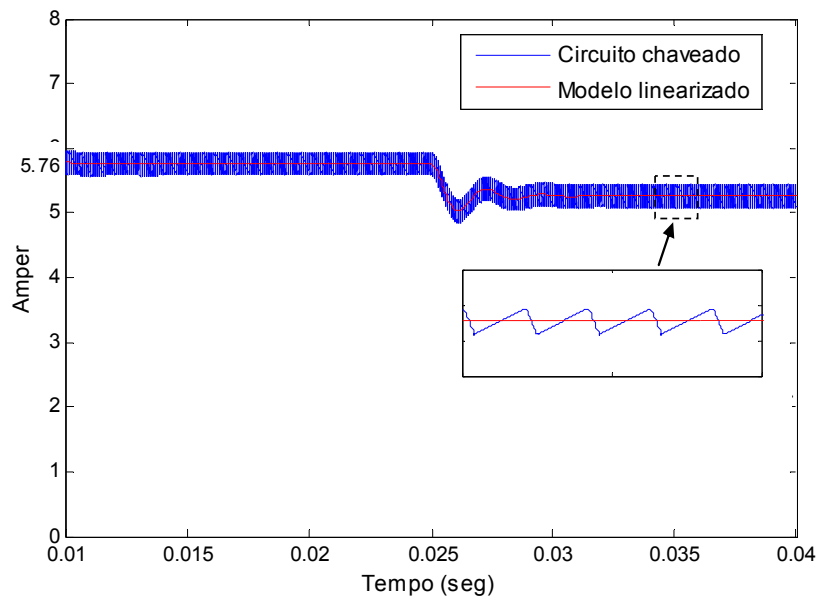


Figura 5.8. Corrente no indutor: resposta a um degrau de 10% da corrente na carga. Circuito com chaveamento e modelo linearizado.

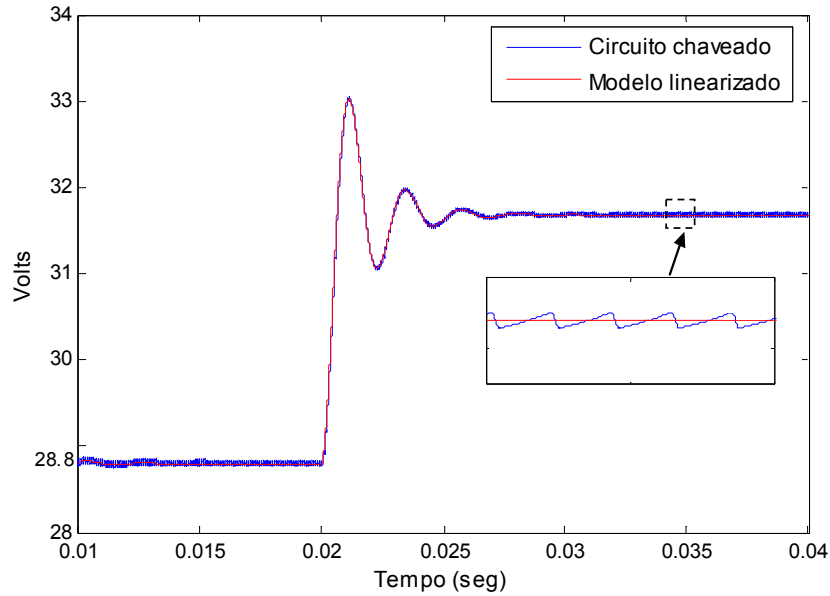


Figura 5.9. Tensão na saída do conversor: resposta a um degrau de 10% do ciclo de trabalho. Circuito com chaveamento e modelo linearizado.

5.4 Projeto dos compensadores analógicos

Para o projeto dos compensadores analógicos, foi escolhida uma metodologia proposta por Venable em 1983 [51]. O ponto de partida é a resposta em frequência do conversor, modelado a partir do valor médio das variáveis. O método introduz três conceitos: o avanço de fase como única variável de importância para a estabilidade, o fator k como um conveniente método para a definição de o avanço de fase e a forma da curva do ganho de Bode, e o conceito da figura de mérito para avaliar o relativo desempenho de vários tipos de compensadores. O fator k é uma ferramenta matemática que possibilita a síntese de malhas de realimentação de controle através de amplificadores operacionais para obter o cruzamento de frequência e a margem de fase desejada. Independente do tipo de controlador escolhido, o fator k é 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 pólos e zeros do controlador, em relação à frequência de cruzamento do sistema [50].

5.4.1 Definição dos tipos de compensadores

Definem-se três tipos básicos de compensadores, em função do número de pólos e zeros de sua respectiva função de transferência e, principalmente, em função de sua característica de defasagem.

5.4.1.1 Compensador tipo 1

Este circuito apresenta um pólo na origem, o que significa uma defasagem constante de -90° (ou -270° incluindo os -180° provocados pela realimentação negativa do compensador) e uma razão de atenuação constante de -20 dB/dec como pode-ser observado na Figura 5.11.

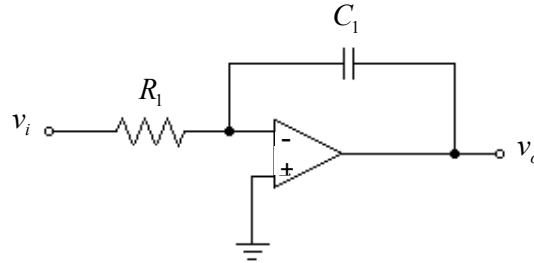


Figura 5.10. Compensador tipo 1.

A função de transferência é mostrada a seguir:

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{R_1 C_1 s} \quad (5.41)$$

A frequência do corte para este compensador é:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (5.42)$$

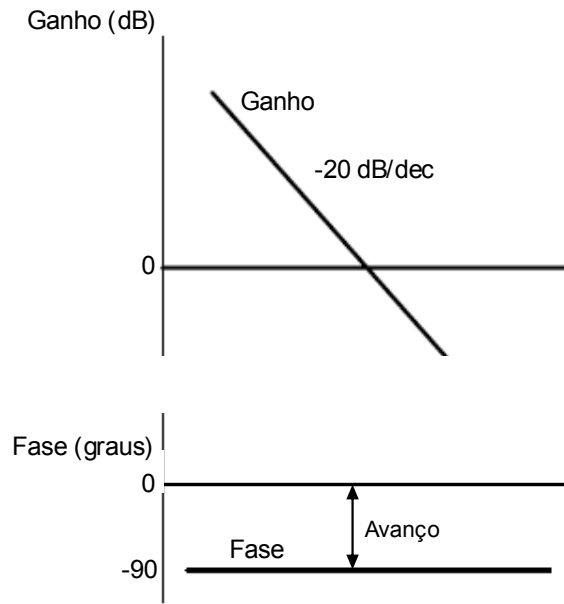


Figura 5.11. Diagrama de bode para o compensador tipo 1.

5.4.1.2 Compensador tipo 2

Este compensador apresenta um zero e dois pólos, 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 – pólo 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 5.13. A Figura 5.12 mostra o circuito para este compensador.

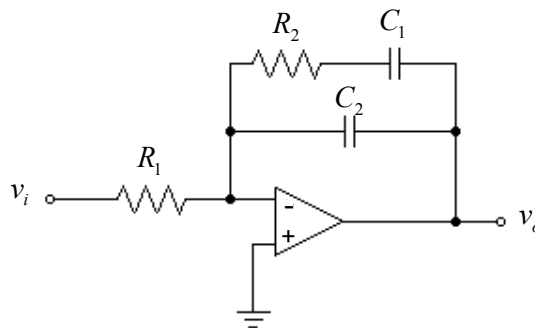


Figura 5.12. Compensador tipo 2.

Sua função de transferência é:

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{1 + sC_1R_2}{sR_1(C_1 + C_2 + sR_2C_1C_2)} \quad (5.43)$$

A frequência do zero é:

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (5.44)$$

A frequência do pólo distinto de zero é:

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_2 C_1 C_2} \quad (5.45)$$

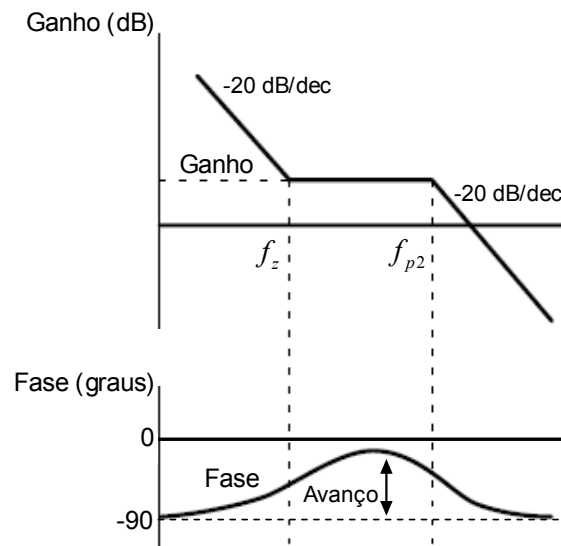


Figura 5.13. Diagrama de bode para o compensador tipo 2.

5.4.1.3 Compensador tipo 3

Este compensador apresenta um pólo na origem e dois pares de zero – pólo. A Figura 5.15 mostra o diagrama de bode para este compensador, nela pode-se observar como o ganho para baixas frequências decresce a -20 dB/dec devido ao pólo 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 pólo 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 5.14 mostra o circuito para este compensador.

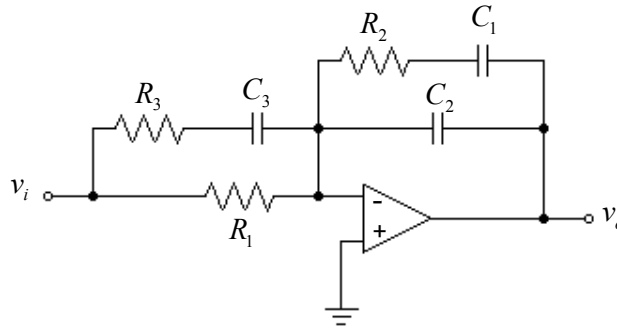


Figura 5.14. Compensador tipo 2.

Sua função de transferência é:

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{(1 + sC_1R_2)(1 + C_3R_3s + C_3R_1s)}{sR_1(C_1 + C_2 + sR_2C_1C_2)(1 + R_3C_3s)} \quad (5.46)$$

Os zeros para este compensador são:

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (5.47)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3)C_3} \quad (5.48)$$

Já seus pólos diferentes de zero são:

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_2 C_1 C_2} \quad (5.49)$$

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \quad (5.50)$$

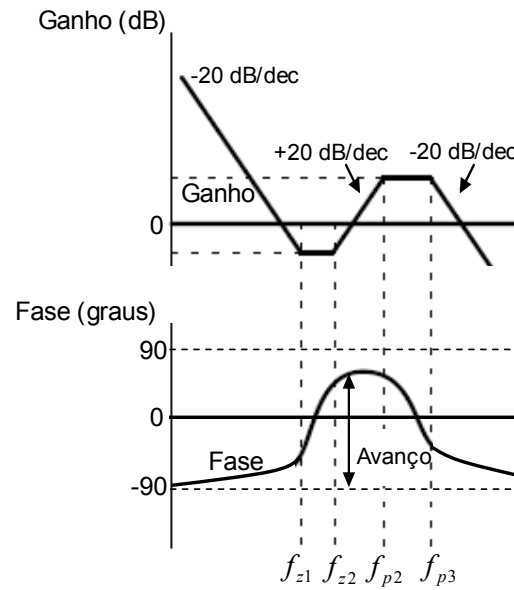


Figura 5.15. Diagrama de bode para o compensador tipo 3.

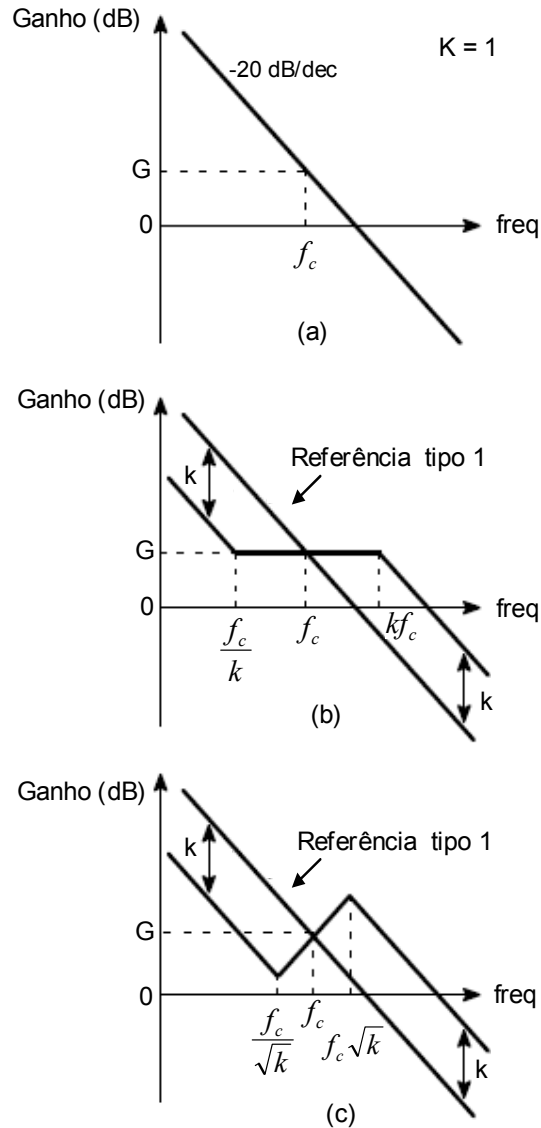


Figura 5.16. Curvas características de Bode. (a) Compensador tipo 1, (b) Compensador tipo 2, (c) Compensador tipo 3, em relação ao fator k .

Para um circuito do tipo 1, k vale sempre 1 devido à falta total de avanço de fase, ou ao correspondente aumento ou diminuição do ganho. 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 [50]. A Figura 5.16 mostra as curvas de Bode para os três tipos de compensadores, em relação ao fator k .

É amplamente conhecido que o avanço de fase total para uma função de transferência é dada pela soma das contribuições individuais do avanço provocado por cada zero e pólo.

Assim o avanço de fase α para o caso do compensador tipo 2 (um zero na frequência f_c / k e um pólo a uma frequência $f_c \cdot k$) é dado por:

$$\alpha = \tan^{-1}(k) - \tan^{-1}(1/k) \quad (5.51)$$

Utilizando relações trigonométricas pode-se isolar o fator k em função do avanço de fase para o compensador tipo 2 [51].

$$k = \tan\left(\frac{\alpha}{2} + 45^\circ\right) \quad (5.52)$$

Para o caso do compensador tipo 3 (dois zeros juntos a uma frequência f / \sqrt{k} e dois pólos juntos a uma frequência $f_c \cdot \sqrt{k}$) o avanço de fase é:

$$\alpha = 2 \cdot \tan^{-1}(\sqrt{k}) - 2 \cdot \tan^{-1}(1/\sqrt{k}) \quad (5.53)$$

Utilizando relações trigonométricas pode-se isolar o fator k em função do avanço de fase para o compensador tipo 3 [51].

$$k = \left[\tan\left(\frac{\alpha}{4} + 45^\circ\right) \right]^2 \quad (5.54)$$

A síntese para o projeto do compensador é detalhada a seguir [50], [51], [52].

Passo 1) Traçar o diagrama de Bode do conversor.

Passo 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 controle, tal frequência deve ser inferior a 1/5 da frequência de operação da fonte.

Passo 3) Escolha da margem de fase desejada. Entre 30° e 90° , 60° é um bom compromisso.

Passo 4) Determinação do ganho do compensador (G) necessário para que se obtenha a frequência de corte desejada. Conhecida a frequência de corte e o ganho do sistema (em malha aberta), o ganho do controlador deve ser tal que leve, nesta frequência, a um ganho unitário em malha fechada.

Passo 5) Determine o avanço de fase requerido, de acordo à seguinte equação:

$$\alpha = M - P - 90^\circ \quad (5.55)$$

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

Passo 6) Escolha o tipo de compensador. Escolha compensador tipo 1 quando o avanço de fase não é requerido, escolha tipo 2 quando o avanço de fase requerido é menor a 90° , escolha tipo 3 quando a avanço de fase é maior a 90° e menor que 180° .

Passo 7) Calcule o fator k . O fator k pode ser obtido das equações já indicadas (5.52) ou (5.54). A alocação dos zeros e pólos determinará os componentes, de acordo com as equações mostradas a seguir:

Para o tipo 1:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot G \cdot R_1} \quad (5.56)$$

Para o tipo 2:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot G \cdot k \cdot R_1} \quad (5.57)$$

$$C_1 = C_2(k^2 - 1) \quad (5.58)$$

$$R_2 = \frac{k}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1} \quad (5.59)$$

Para o tipo 3:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot G \cdot R_1} \quad (5.60)$$

$$C_1 = C_2(k-1) \quad (5.61)$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{k}}{2\pi \cdot f_c \cdot C_1} \quad (5.62)$$

$$R_3 = \frac{R_1}{k-1} \quad (5.63)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot R_3 \cdot \sqrt{k}} \quad (5.64)$$

5.4.2 Projeto da malha de controle de corrente

Como é mostrada na Figura 5.6 a malha de controle de corrente proposta para o conversor Buck esta composta pela função de transferência da corrente do indutor em relação à razão cíclica $G_{id}(s)$, a função de transferência do sensor de corrente $H_1(s)$ que é definida como uma constante com o objetivo de adequar a corrente de saída ao patamar da referência de corrente, a função de transferência do controlador de corrente $G_I(s)$ a determinar nesta seção e pela função de transferência do modulador $K_M(s)$ por largura de pulso PWM (Pulse Wide Modulation) cuja função de transferência é dada por (5.65). O desenvolvimento matemático da função pode ser visto com mais detalhe no apêndice C.

$$K_M(s) = \frac{1}{V_M} \quad (5.65)$$

A metodologia adotada no projeto da malha de realimentação de controle de corrente para o conversor Buck é baseada no fator k apresentado na seção anterior. A síntese do projeto para o compensador de corrente é mostrada a seguir:

Passo 1: Diagrama de Bode da função de transferência da corrente do indutor em relação ao ciclo de trabalho $G_{id}(s)$ sem o controlador, esta função já foi determinada anteriormente e corresponde à expressão (5.38). A Figura 5.17 mostra o diagrama de Bode para aquela função.

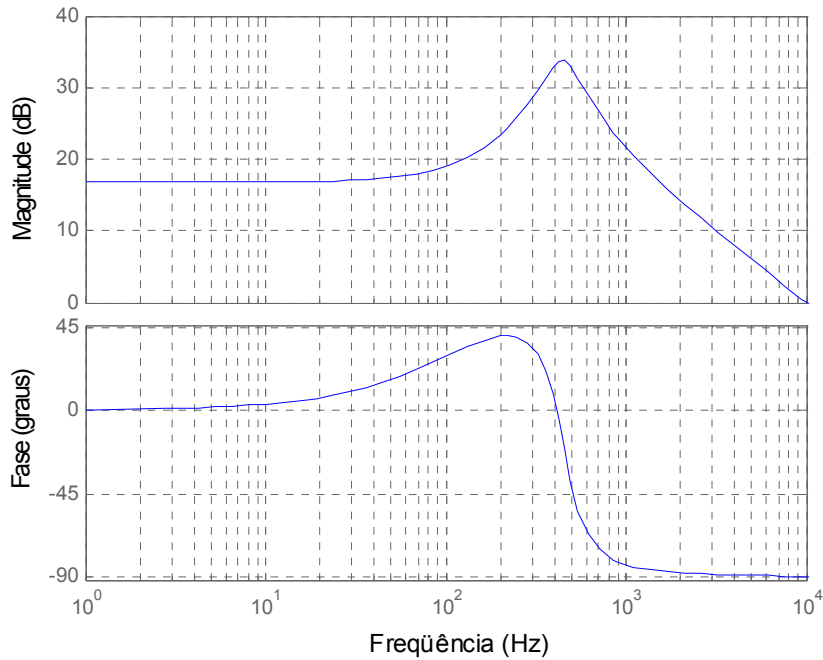


Figura 5.17. Diagrama de bode da função de transferência $G_{id}(s)$

Passo 2: A frequência de corte em malha fechada é escolhida como 1/5 da frequência de chaveamento ou seja 4800 Hz.

Passo 3: A margem de fase adotada será de $M = 60^\circ$.

Passo 4: A função de transferência de malha aberta sem controlador é dada por a expressão (5.66).

$$G_{id}(s) \cdot K_M(s) \cdot H_1(s) \quad (5.66)$$

Considerado:

$$K_M(s) = \frac{1}{10} \quad (\text{Ganho do modulador PWM}) \quad (5.67)$$

$$H_1(s) = \frac{1}{10} \quad (\text{Ganho do sensor de corrente}) \quad (5.68)$$

Tem-se:

$$G_{id}(s) \cdot K_M(s) \cdot H_1(s) = \frac{0.0004027 \cdot s + 0.35}{6.443 \cdot 10^{-7} \cdot s^2 + 0.000859 \cdot s + 5.04} \quad (5.69)$$

A Figura 5.18 mostra o diagrama de Bode da função de transferência da expressão (5.69), nela pode-se ver que para a frequência de corte escolhida o sistema apresenta um ganho de -33.6 dB (0.0209 Vezes), assim, o compensador deve ter um ganho de 33.6 dB ($G = 47.85$ vezes).

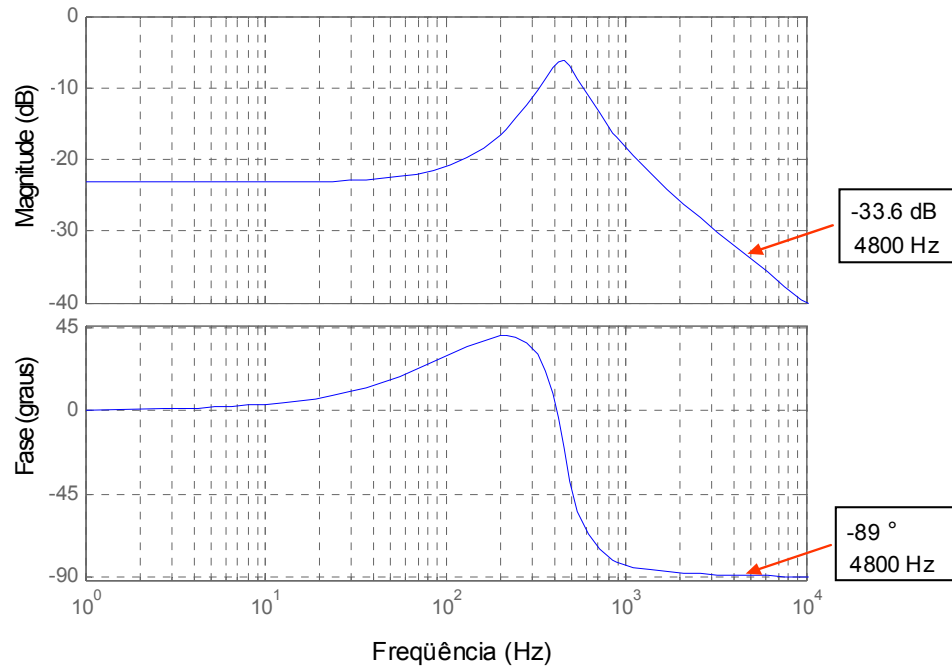


Figura 5.18. Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta $G_{id}(s) \cdot K_M(s) \cdot H_1(s)$.

Passo 5: A figura 5.18 mostra que a defasagem provocada pelo sistema na frequência de corte é de $P = -89^\circ$. Logo o avanço de fase necessário é calculado a seguir usando a expressão (5.55).

$$\alpha = 60 - (-89.09^\circ) - 90^\circ = 59^\circ \quad (5.70)$$

Passo 6: como o avanço de fase necessário é menor que 90° escolhe-se usar o compensador tipo 2.

Passo7: o fator k é calculado a seguir usando a expressão (5.52).

$$k = \operatorname{tg}\left(\frac{59^\circ}{2} + 45^\circ\right) = 3.6178 \quad (5.71)$$

Arbitrando um valor para R_1 de $10 \text{ k}\Omega$ e usando as expressões (5.57), (5.58) e (5.59) são determinados os valores dos componentes para o compensador de corrente.

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 4800 \cdot 47.85 \cdot 3.6178 \cdot 10000} = 19.146 \text{ pF} \quad (5.72)$$

$$C_1 = 19.146 \cdot 10^{-12} (3.6178^2 - 1) = 231.146 \text{ pF} \quad (5.73)$$

$$R_2 = \frac{3.6178}{2 \cdot \pi \cdot 4800 \cdot 231.146 \cdot 10^{-12}} = 518.27 \text{ k}\Omega \quad (5.74)$$

Substituindo (5.72), (5.73) e (5.74) em (5.43) determina-se a função de transferência do compensador tipo 2 da malha de corrente.

$$G_I(s) = \frac{1 + 0.00012 \cdot s}{2.297 \cdot 10^{-11} \cdot s^2 + 2.506 \cdot 10^{-6} \cdot s} \quad (5.75)$$

A figura 5.19 apresenta o diagrama de Bode para: o compensador projetado tipo 2 ($G_I(s)$), o sistema sem compensação ($G_{id}(s) \cdot K_M(s) \cdot H_1(s)$) e o sistema compensado em malha aberta ($G_I(s) \cdot G_{id}(s) \cdot K_M(s) \cdot H_1(s)$).

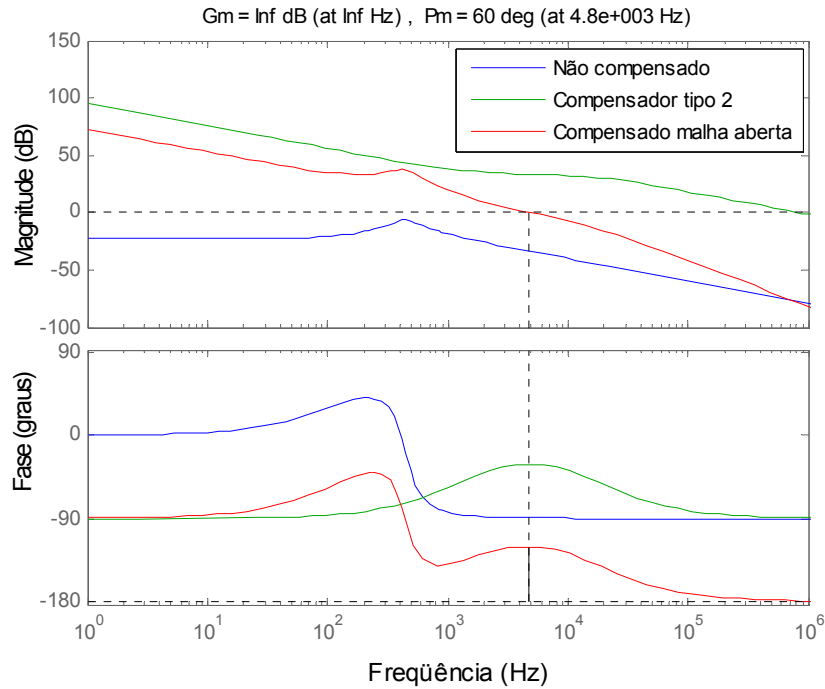


Figura 5.19. Diagramas de Bode para a malha de corrente: o sistema não compensado, o compensador tipo 2 e o sistema compensado.

A análise do diagrama anterior permite verificar que todas as especificações estabelecidas são cumpridas: frequência de corte de 4.8 kHz e margem de fase de 60°. É ainda possível verificar que o sistema apresenta um ganho elevado para baixas frequências (68 dB) o que lhe confere boa regulação DC e imunidade a perturbações de baixas frequências na saída.

A margem de fase é ainda mantida entre 3 kHz e 6 kHz, pelo que perturbações que levem a variações na frequência de corte terão pouco impacto na resposta do sistema e, como tal, na sua estabilidade.

5.4.3 Projeto da malha de controle de tensão

A malha de tensão esta composta pela função de transferência do compensador $G_V(s)$, a função de transferência da tensão na carga em relação à corrente no indutor $G_{oi}(s)$, a função de transferência do sensor de tensão $H_2(s)$ que é definida como uma constante para adequar a tensão de saída ao patamar da referência de tensão, e a função $G_{MCF}(s)$ que representa ao laço interno de corrente em malha fechada (5.76). A Figura 5.20 mostra o diagrama de blocos para a malha de tensão.

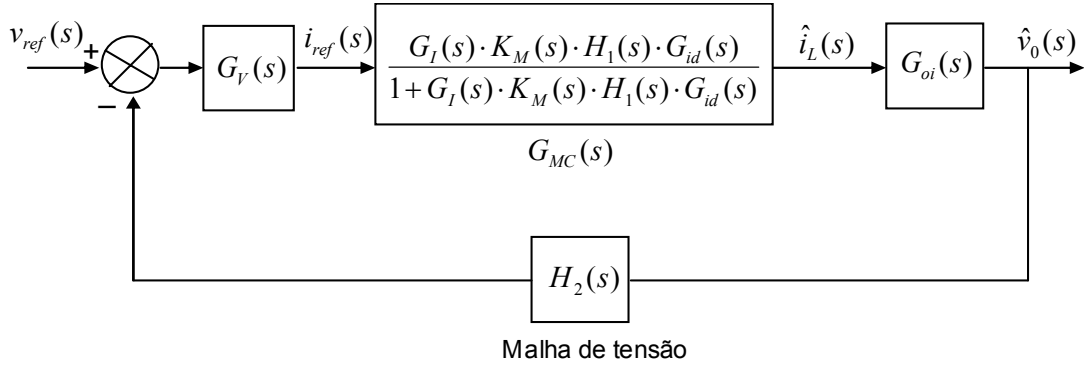


Figura 5.20. Diagrama de blocos da malha de tensão

$$G_{MCF}(s) = \frac{G_I(s) \cdot K_M(s) \cdot H_1(s) \cdot G_{id}(s)}{1 + G_I(s) \cdot K_M(s) \cdot H_1(s) \cdot G_{id}(s)} \quad (5.76)$$

A função de transferência que relaciona a tensão de saída $v_o(s)$ com a referência de corrente $i_{ref}(s)$ se obtém multiplicando $G_{MCF}(s)$ com $G_{oi}(s)$. Assim:

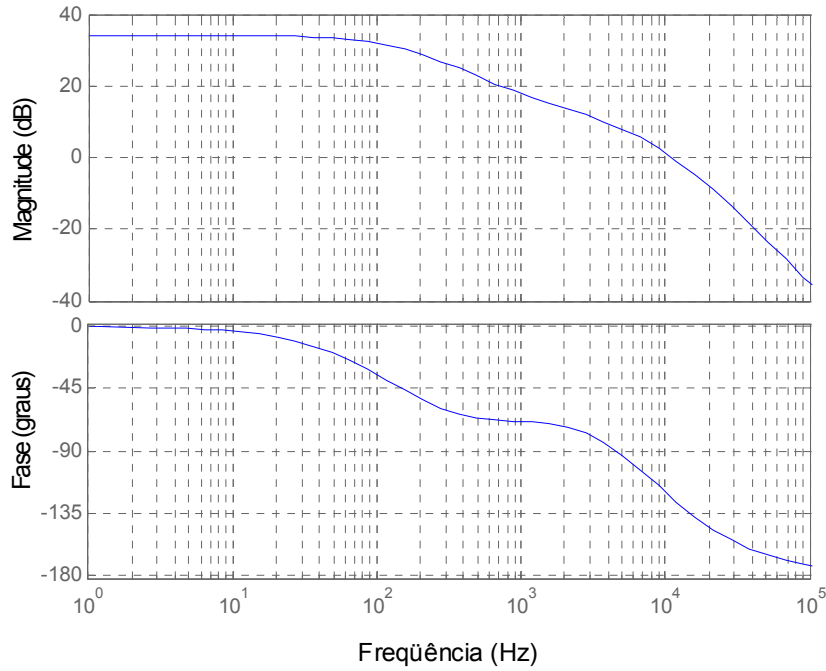
$$G_{voi}(s) = \frac{v_o(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{G_I(s) \cdot K_M(s) \cdot H_1(s) \cdot G_{id}(s) \cdot G_{oi}(s)}{1 + G_I(s) \cdot K_M(s) \cdot H_1(s) \cdot G_{id}(s)} \quad (5.77)$$

Substituindo (5.69), (5.75) e (5.40) em (5.77) obtém-se a função de transferência $G_{voi}(s)$.

$$G_{voi}(s) = \frac{7.178 \cdot 10^9 \cdot s^2 + 2.017 \cdot 10^{14} \cdot s + 1.183 \cdot 10^{18}}{s^4 + 1.104 \cdot 10^5 \cdot s^3 + 3.418 \cdot 10^9 \cdot s^2 + 3.09 \cdot 10^{13} \cdot s + 2.365 \cdot 10^{16}} \quad (5.78)$$

É adotada a metodologia do fator K para o projeto do controlador da malha de tensão. A síntese do projeto para o compensador de tensão é mostrada a seguir:

Passo 1: Diagrama de Bode da função de transferência da tensão na carga em relação à referência de corrente $G_{voi}(s)$ sem o controlador. A Figura 5.21 mostra o diagrama de Bode para aquela função.



5.21. Diagrama de bode da função de transferência $G_{voi}(s)$.

Passo 2: A frequência de corte em malha fechada é escolhida como 1/25 da frequência de chaveamento ou seja 960 Hz.

Passo 3: A margem de fase adotada para esta malha será de $M = 60^\circ$.

Passo 4: A função de transferência de malha aberta sem controlador é dada por a expressão (5.79).

$$G_{voi}(s) \cdot H_2(s) \quad (5.79)$$

Considerado:

$$H_2(s) = \frac{1}{10} \quad (\text{Ganho do sensor de tensão}) \quad (5.80)$$

Tem-se:

$$G_{\text{voi}}(s) \cdot H_2(s) = \frac{7.178 \cdot 10^8 \cdot s^2 + 2.017 \cdot 10^{13} \cdot s + 1.183 \cdot 10^{17}}{s^4 + 1.104 \cdot 10^5 \cdot s^3 + 3.418 \cdot 10^9 \cdot s^2 + 3.09 \cdot 10^{13} \cdot s + 2.365 \cdot 10^{16}} \quad (5.81)$$

A Figura 5.22 mostra o diagrama de Bode da função de transferência da expressão (5.81), nela pode-se ver que para a frequência de corte escolhida para esta malha o sistema apresenta um ganho de -1.91 dB (0.8024 vezes), assim, o compensador deve ter um ganho de 1.91 dB ($G = 1.24$ vezes).

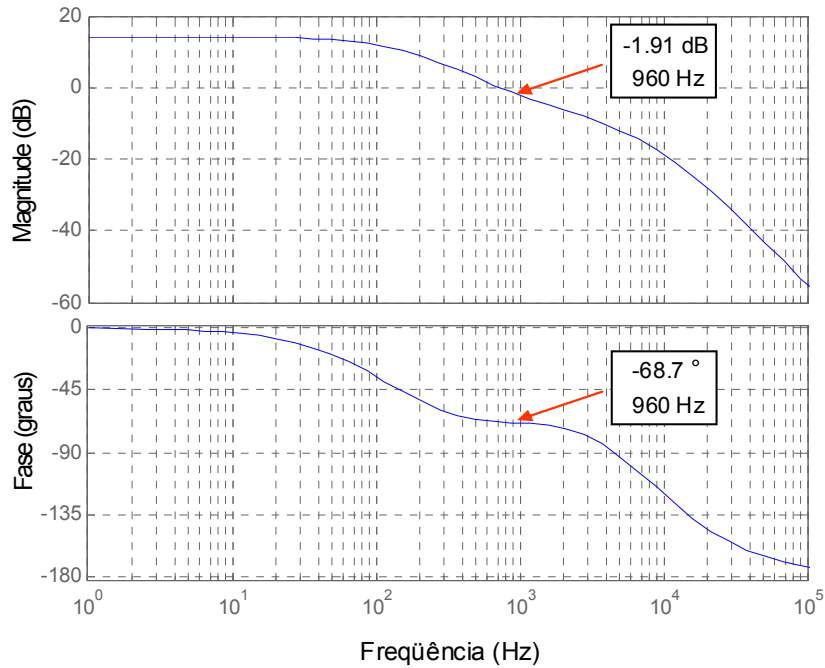


Figura 5.22 Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta $G_{\text{voi}}(s) \cdot H_2(s)$.

Passo 5: A figura 5.22 mostra que a defasagem provocada pelo sistema na frequência de corte é de $P = -68.7^\circ$. O avanço de fase necessário é calculado a seguir usando a expressão (5.55).

$$\alpha = 60 - (-68.7^\circ) - 90^\circ = 38.7^\circ \quad (5.82)$$

Passo 6: como o avanço de fase necessário é menor que 90° escolhe-se usar o compensador tipo 2.

Passo7: o fator k é calculado a seguir usando a expressão (5.52).

$$k = \operatorname{tg}\left(\frac{38.7^\circ}{2} + 45^\circ\right) = 2.0796 \quad (5.83)$$

Arbitrando um valor para R_1 de $10 \text{ k}\Omega$ e usando as expressões (5.57), (5.58) e (5.59) são determinados os valores dos componentes para o compensador de tensão.

$$C_{2t} = \frac{1}{2\pi \cdot 960 \cdot 1.24 \cdot 2.0796 \cdot 10000} = 6.396 \eta F \quad (5.84)$$

$$C_1 = 6.396 \cdot 10^{-9} (2.0796^2 - 1) = 21.268 \eta F \quad (5.85)$$

$$R_2 = \frac{2.0796}{2 \cdot \pi \cdot 960 \cdot 21.268 \cdot 10^{-9}} = 16.211 \text{ k}\Omega \quad (5.86)$$

Substituindo (5.84), (5.85) e (5.86) em (5.43) determina-se a função de transferência do compensador tipo 2 para a malha de tensão.

$$G_V(s) = \frac{1 + 0.0003448 \cdot s}{2.205 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 + 0.0002766 \cdot s} \quad (5.87)$$

A figura 5.23 apresenta o diagrama de Bode para: o compensador projetado tipo 2 ($G_v(s)$), o sistema sem compensação ($G_{voi}(s) \cdot H_2(s)$) e o sistema compensado em malha aberta ($G_v(s) \cdot G_{voi}(s) \cdot H_2(s)$).

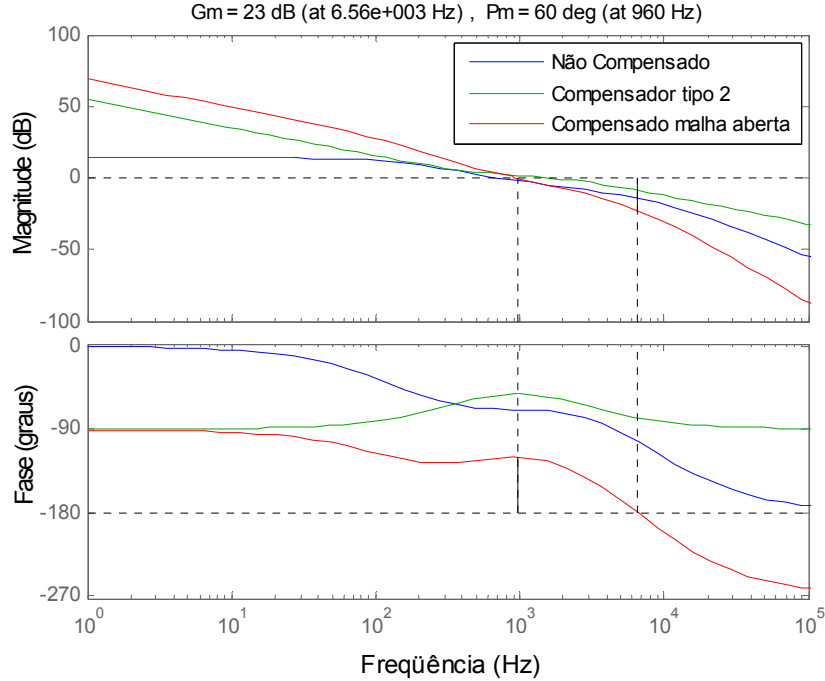


Figura 5.23. Diagramas de Bode para a malha de tensão: o sistema não compensado, o compensador tipo 2 e o sistema compensado.

A Figura 5.23 mostra que as especificações impostas para o laço de controle de tensão foram cumpridas: banda passante de 960 Hz e margem de fase de 60°. Verifica-se também que o sistema apresenta um ganho elevado para baixas frequências (65 dB).

5.5 Simulações do sistema contínuo

Para observar o desempenho dos compensadores foi simulado o sistema em malha fechada, o esquema implementado em Simulink de Matlab é mostrado na Figura 5.24. A Figura 5.25 mostra o comportamento transitório da tensão na carga $v_o(t)$ e a corrente no indutor $i_L(t)$ para uma variação na resistência de carga de 20% (de 5Ω para 4Ω). A Figura 5.26 mostra as mesmas variáveis para uma variação na tensão de entrada de 20% (de 35 V para 42 V). A Figura 5.27 mostra a mesmas variáveis para uma variação na tensão de referência, mudando esta de 28.8 V (tensão de equalização) para 27 V (tensão de flutuação).

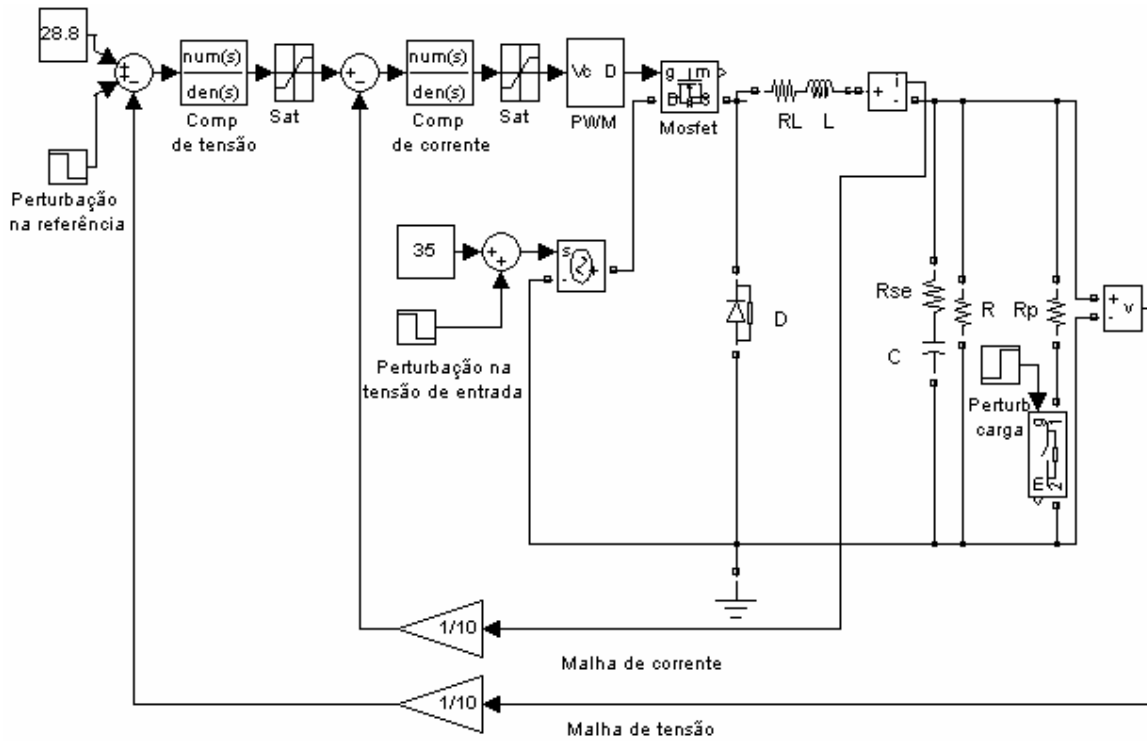


Figura 5.24. Esquema implementado em Matlab para a simulação das malhas de controle do conversor Buck.

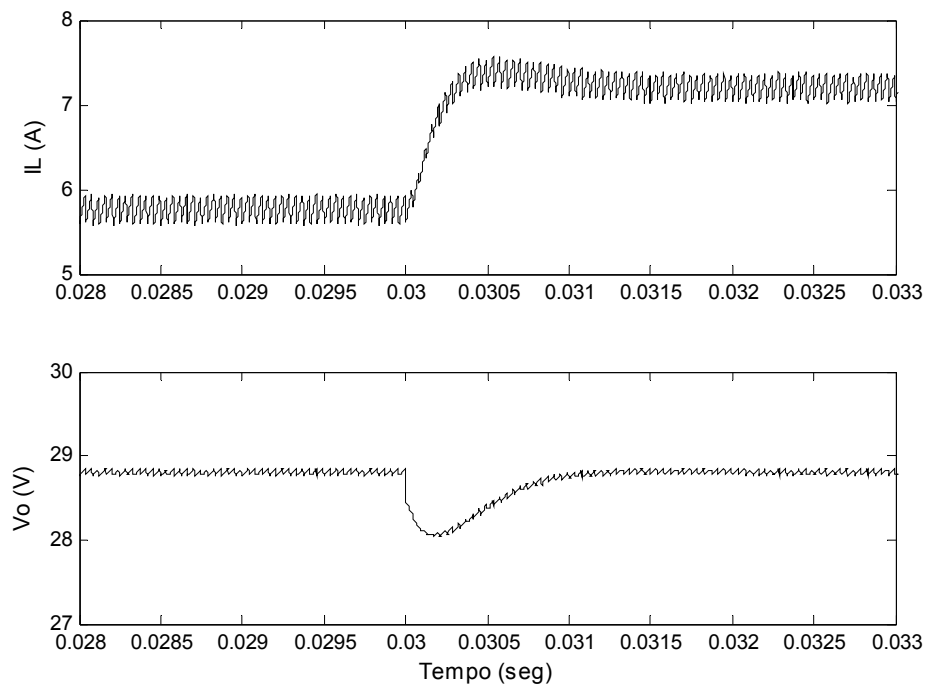


Figura 5.25. Formas de onda para $v_o(t)$ e $i_L(t)$ a um degrau na resistência de carga de 20%.

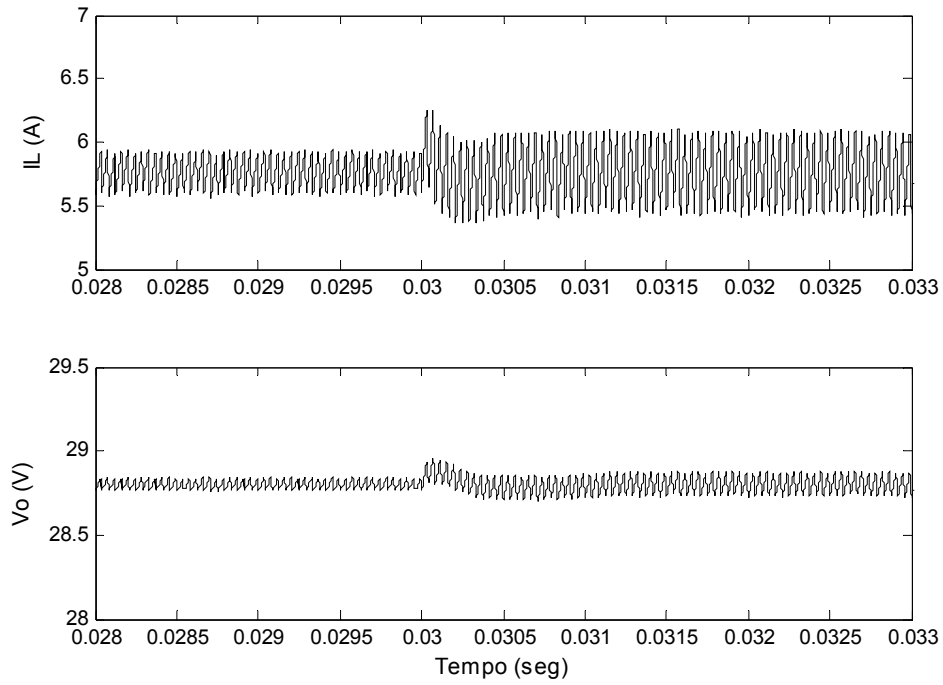


Figura 5.26. Formas de onda para $v_o(t)$ e $i_L(t)$ a um degrau na tensão de entrada de 20%.

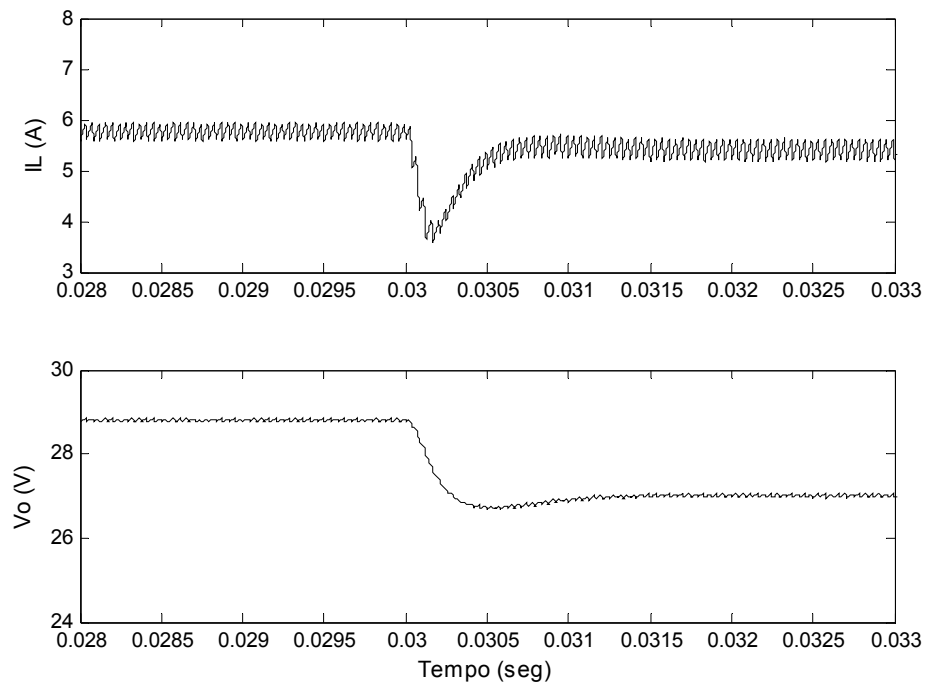


Figura 5.27. Formas de onda para $v_o(t)$ e $i_L(t)$ a um degrau na referência de 28.8 V para 27 V.

5.6 Discretização dos compensadores

Atualmente, um dos modos mais utilizados industrialmente para projetar um controlador digital consiste em projetar o controlador no domínio contínuo, e após utilizar um método de discretização para obter semelhante desempenho [52].

A Figura 5.28, representa um sistema de controle realimentado, nela $H(s)$ representa ao conversor de potência, $G_c(s)$ é o compensador e $H_{SH}(s)$ representa o retardo devido ao processo de digitalização, aquele tempo pode-ser expressado como:

$$\tau = \frac{1 - e^{-T_s s}}{s} \quad (5.88)$$

Onde, T_s representa o período de amostragem. Quando o tempo de amostragem é suficientemente grande, pode ser aproximado como:

$$\tau = \frac{1 - e^{-T_s s}}{s} = \frac{1}{1 + \frac{T_s}{2} s} \quad (5.89)$$

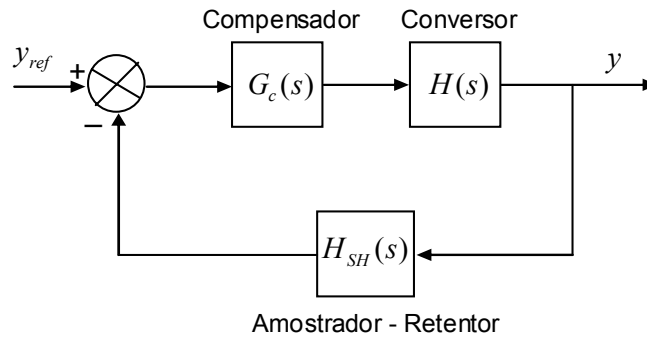


Figura 5.28. Sistema de controle discreto realimentado.

Depois que o termo que representa ao tempo de amostragem é linearizado, um método padrão como o do diagrama de Bode pode ser usado para projetar o compensador $G_c(s)$. Uma vez que $G_c(s)$ foi projetado, ele pode ser discretizado por algum método de discretização. A tabela 5.2 apresenta vários métodos de discretização comumente utilizados [52].

Tabela 5.2. Métodos de discretização.

Método de transformação	Domínio s	Domínio Z
Backward Euler	s	$\frac{1 - z^{-1}}{T_s}$
Transformação Bilinear	s	$\frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$
Resposta Invariante ao Degrau	s	$Z \left\{ \frac{1 - e^{-T_s s}}{s} G_c(s) \right\}$

O método de Backward Euler é fácil de implementar, mas não preserva a resposta ao impulso e em frequência do controlador análogo. O método de Transformação Bilinear, também chamado como Tustin ou Régua Trapezoidal, mapeia o semiplano esquerdo s ao interior do círculo unitário no plano Z , portanto não apresenta o fenômeno de “Aliasing”. A característica mais atrativa deste método é que preserva as propriedades de ganho e fase do compensador abaixo de 1/10 da frequência de amostragem. O método de Resposta Invariante ao Degrau mantém a resposta ao Degrau, mas não preserva a resposta ao impulso e frequência.

Atualmente para a discretização de um sistema, existem ferramentas computacionais que realizam aquela operação. Neste trabalho se optou por aquelas presentes em Matlab. Assim foi utilizado o comando “c2d” o qual possui 4 diferentes métodos para discretizar. Transformação Bilinear (tustin), Resposta Invariante ao Degrau (zoh), Resposta Invariante ao Impulso (imp) e Interpolação Linear (foh). Foram testados os quatro métodos para cada compensador projetado. O critério para a escolha do método baseou-se na resposta em frequência. Aquele que conservou melhor as propriedades de fase e ganho foi escolhido.

Para o compensador de corrente a melhor resposta se obteve com o método da Transformação Bilinear. A Figura 5.29 mostra os diagramas de Bode para o compensador de corrente analógico $G_I(s)$ e o compensador de corrente discretizado $G_I(z)$, nela pode-se observar que as curvas de ganho para ambos compensadores ficaram praticamente iguais até os 12 kHz (metade da frequência de chaveamento), embora as curvas de fase apresentem uma notória divergência após dos 5200 Hz, isto não representa um problema posto que se especificou uma banda passante para essa malha de 4800 Hz. Em (5.90) se

mostra o compensador discretizado e em (5.91) sua equação de diferenças correspondente.

$$G_I(z) = \frac{39.02 \cdot z^2 + 11.55 \cdot z - 27.47}{z^2 - 0.611 \cdot z - 0.389} = \frac{v_C(z)}{e_I(z)} \quad (5.90)$$

$$v_C[n] = \frac{A_1 e_I[n] + A_2 e_I[n-1] + A_3 e_I[n-2] + B_2 v_C[n-1] + B_3 v_C[n-2]}{B_1} \quad (5.91)$$

Onde:

$v_C[n]$ corresponde à tensão de controle e $e_I[n]$ ao erro da malha de corrente.

$$A_1 = 39.02$$

$$A_2 = 11.55$$

$$A_3 = -27.47$$

$$B_1 = 1$$

$$B_2 = 0.611$$

$$B_3 = 0.389$$

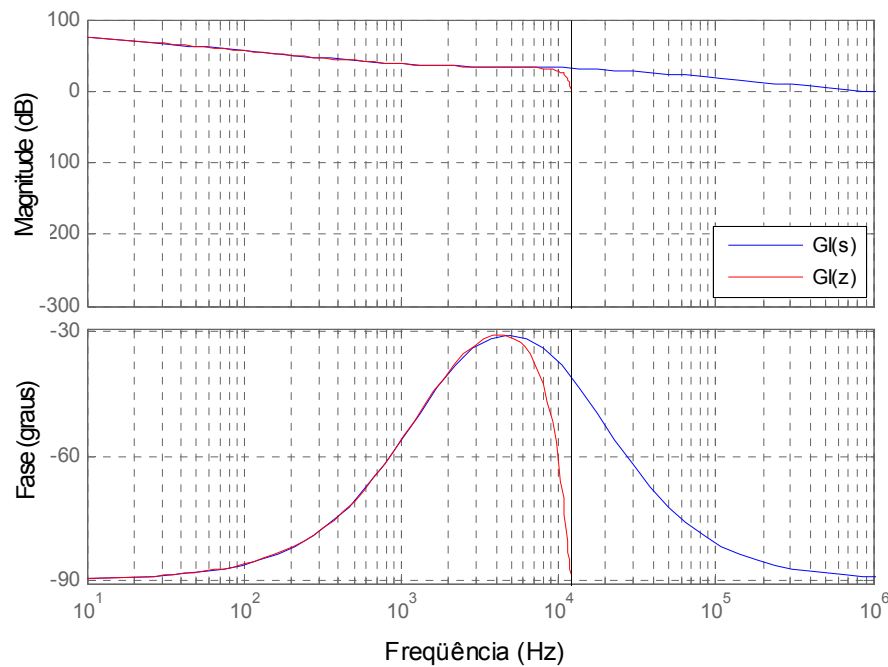


Figura 5.29. Diagramas de Bode para o compensador de corrente analógico e discreto.

Para o compensador de tensão a melhor resposta se obteve com o método da Interpolação Linear. A Figura 5.30 mostra os diagramas de Bode para o compensador de tensão analógico $G_V(s)$ e o compensador de tensão discretizado $G_V(z)$, aquela figura mostra que a curva de ganho do compensador discreto mantém as propriedades do compensador analógico até os 2500 Hz. No caso da curva de fase, o compensador discreto conservou as propriedades da versão analógica até os 4500 Hz. Em ambos os casos a resposta pode-se considerar satisfatória, posto que a banda passante projetada para essa malha foi de 960 Hz. Em (5.92) se mostra o compensador discretizado e em (5.93) sua equação de diferenças correspondente.

$$G_V(z) = \frac{0.2872 \cdot z^2 - 0.003165 \cdot z - 0.2227}{z^2 - 1.593 \cdot z + 0.5929} = \frac{ref_I(z)}{e_V(z)} \quad (5.92)$$

$$ref_I[n] = \frac{C_1 e_V[n] + C_2 e_V[n-1] + C_3 e_V[n-2] + D_2 ref_I[n-1] + D_3 ref_I[n-2]}{D_1} \quad (5.93)$$

Onde:

$ref_I[n]$ corresponde à referência de corrente e $e_V[n]$ ao erro da malha de tensão.

$$C_1 = 0.2872$$

$$C_2 = -0.003165$$

$$C_3 = -0.2227$$

$$D_1 = 1$$

$$D_2 = 1.593$$

$$D_3 = -0.5929$$

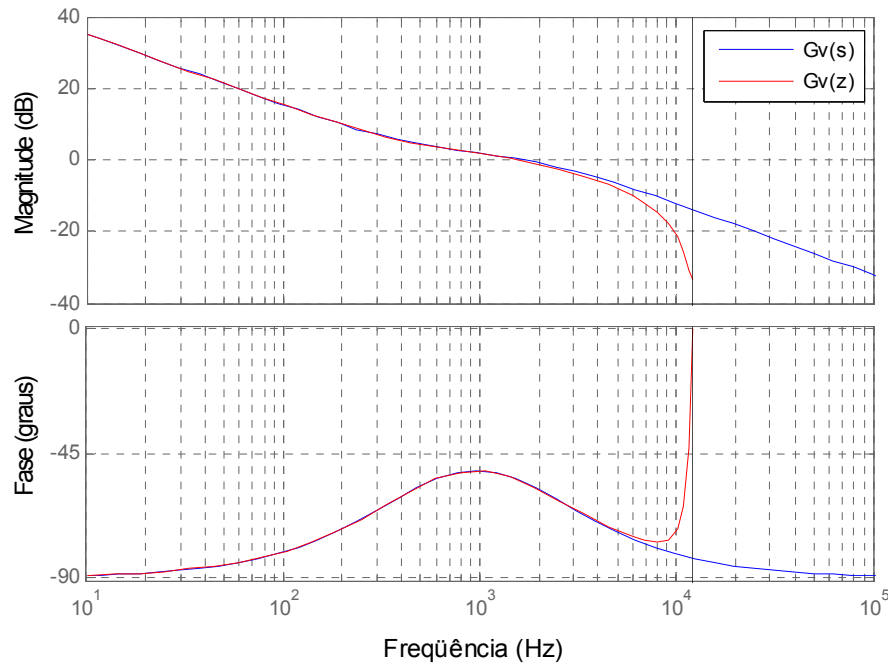


Figura 5.30. Diagramas de Bode para o compensador de tensão analógico e discreto.

A Figura 5.31 apresenta a resposta da tensão de saída do modelo médio linearizado e de seu equivalente discreto em malha fechada a um degrau na referência de entrada de 28.8 V para 27 V, percebe-se um aumento do *overshoot* de 13% para 20 % do sistema discretizado em relação ao sistema contínuo, mesmo assim considera-se aceitável para os propósitos deste trabalho.

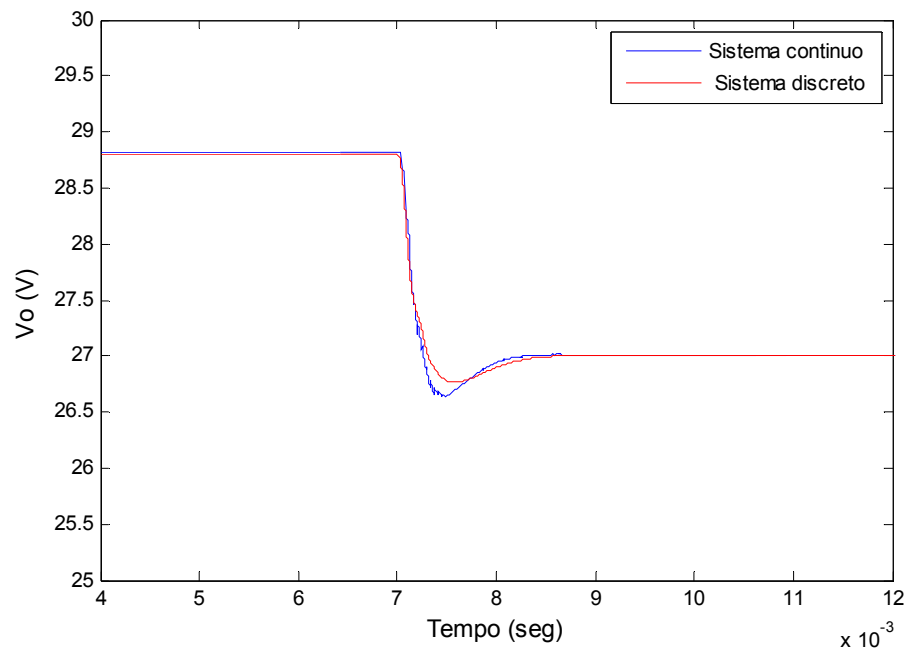


Figura 5.31. Resposta ao degrau na referência do sistema contínuo e discreto.

5.7 Conclusões

Sistemas de geração de energia que dependem de fatores naturais aleatórios, como os sistemas fotovoltaicos, necessitam em muitas de suas aplicações de dispositivos para o armazenamento de energia, para que possam aproveitar de forma mais eficiente a energia gerada, e no caso de sistemas isolados terem uma maior autonomia. As baterias eletroquímicas são capazes de armazenar diretamente a energia elétrica sobre a forma de energia química e, posteriormente transformá-la, também diretamente, em energia elétrica. As baterias chumbo-ácido são as mais utilizadas nos sistemas fotovoltaicos.

Neste capítulo foi apresentada uma estratégia de controle para o processo de carga do banco de baterias. Devido à necessidade de aproveitar ao máximo a energia disponível no arranjo fotovoltaico, e visando também garantir um carregamento rápido das baterias, dentro dos limites de tensão e corrente permitidos pelo fabricante, foi proposta uma estratégia de controle diferenciada. Toda vez que as baterias estejam descarregadas, o arranjo fotovoltaico deverá funcionar no ponto de máxima potência. Para o caso em que o banco de baterias atinge a tensão de equalização, o conversor Buck terá que continuar fornecendo carga a tensão constante (à tensão de equalização) para evitar a produção excessiva de gás e evitar a diminuição da vida útil do banco. Para esse estágio foi desenvolvido um controle de tensão com limitação de corrente composto por duas malhas em cascata, uma interna para o controle de corrente e uma externa para o controle de tensão.

O conversor Buck foi linearizado através da técnica do modelo médio no espaço de estado, a partir dele, foram obtidas as funções de transferência necessárias para o auxílio do projeto dos compensadores. Os controladores foram projetados usando a técnica do fator k proposta por Venable [51].

O análise feito das curvas de Bode de ganho e fase para as malhas compensadas, mostraram que as especificações de margem de fase e banda passante impostas para cada uma delas foram cumpridas, 60° e 4800 Hz no caso do laço de corrente e 60° e 960 Hz no caso do laço de tensão. Ainda foi possível verificar que o sistema apresentou um ganho elevado para baixas frequências em ambas as malhas de controle, 68 dB para a malha de corrente e 65 dB para a malha de tensão, o que lhe confere ao sistema boa regulação DC e imunidade a perturbações de baixas frequências. Para testar o desempenho dos compensadores, foram feitas simulações do sistema em malha fechada, elas mostraram que o conversor Buck apresenta uma rápida resposta transitória às variações na tensão de entrada, na corrente de carga e na referência de tensão.

Devido ao fato que o sistema de controle será implementado em um processador digital de sinais, foi necessário fazer a digitalização dos compensadores analógicos. O critério usado para a escolha do método de discretização baseou-se na resposta em frequência. As curvas de ganho e fase de Bode foram utilizadas para a análise dos controladores digitais. Para o caso do compensador de corrente, a técnica que melhor preservou as propriedades de resposta em frequência, foi a Transformação Bilinear, pois, manteve as propriedades de ganho e fase do compensador análogo de corrente pelo menos até a frequência de corte (4800 Hz). Em relação ao compensador análogo de tensão, a técnica da Interpolação Linear foi a escolhida, o compensador preservou as propriedades de fase e ganho até pelo menos a frequência de corte (960 Hz).

Capítulo 6

Resultados experimentais

6.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado o protótipo do carregador de baterias para aplicações fotovoltaicas implementado em laboratório. É feita uma breve descrição de seus principais circuitos.

Visando verificar seu desempenho vários ensaios experimentais foram feitos, os resultados obtidos são mostrados e analisados.

6.2 Protótipo do carregador de baterias

O protótipo implementado divide-se em 3 circuitos principais, uma placa de medição, uma placa de condicionamento de sinais e controle, e uma placa de comando.

A placa de medição de corrente esta composta basicamente por resistores Shunt para as medições de corrente do arranjo fotovoltaico e o banco de baterias, um diodo Schotky como dispositivo de bloqueio de corrente reversa para os módulos fotovoltaicos, e um relé atuando como dispositivo de desconexão por baixa tensão nas baterias. A Figura 6.1 mostra a placa de medição implementada.

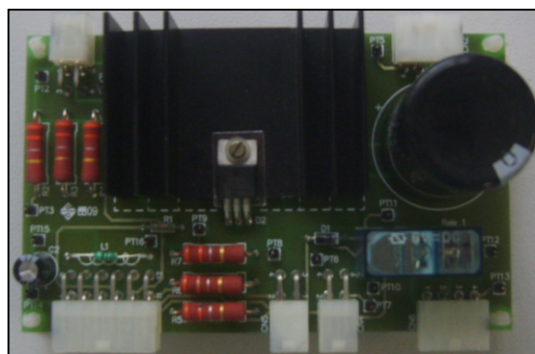


Figura 6.1 Placa de medição.

A placa de condicionamento de sinais e controle tem como componente principal um DSP TMS320F2812 de Texas Instruments, no qual foi implementado o algoritmo MPPT e os compensadores digitais projetados para o controle de carga de bateria, outras tarefas realizadas por ele são a geração do sinal PWM para comandar o conversor Buck, a aquisição através de seus canais de conversão A/D das variáveis de interesse, o armazenamento dessas variáveis em memória para uma posterior análise.

Nesta placa também se encontram implementados os divisores de tensão para as medições de tensão do arranjo fotovoltaico e do banco de baterias.

Amplificadores operacionais são usados para a função de adequação dos níveis de tensão das grandezas físicas medidas a valores toleráveis pelo conversor A/D do DSP, que para o usado neste trabalho vai de 0 e 3 V. Sendo assim foi utilizado o amplificador operacional OPA4358 que tem a característica de ser unipolar aceitando uma tensão de alimentação de 2.1 a 5.5 V.

Para a adaptação do nível lógico 1 do PWM gerado pelo DSP (3.3 V) para 5 V necessários para comandar o driver do conversor Buck, foi utilizado uma porta lógica com saída a coletor aberto (74LS06D). A Figura 6.2 mostra a placa implementada para o condicionamento de sinais e controle.

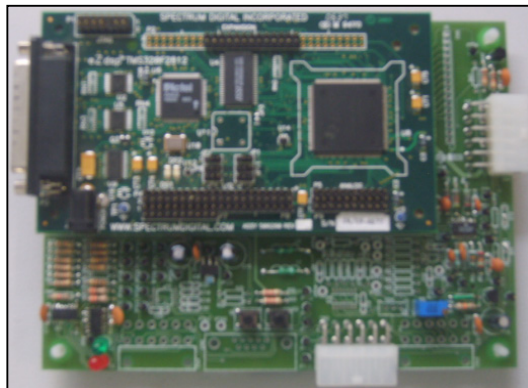


Figura 6.2 Placa de condicionamento e controle.

A placa de comando esta composta principalmente pelo conversor Buck projetado. Para o acionamento da chave semicondutora do conversor foi utilizado o circuito integrado HCPL316J. Este driver tem a característica de opto acoplamento com detecção e realimentação de estado de falta. Sendo assim este circuito integrado é utilizado como proteção para a chave eletrônica. Se, enquanto o circuito de comando estiver aplicando um

sinal para habilitar a condução do Mosfet, sua tensão entre dreno e source exceder um determinado limiar, o comando é interrompido e o Mosfet recebe um sinal para bloquear a condução. O HCPL-316J monitora a tensão entre dreno e source através de seu pino DESAT. Quando esta tensão exceder 7 V, a condução é bloqueada e o CI precisa ser reinicializado para retornar a seu funcionamento normal. A figura 6.3 mostra a placa de comando implementada.

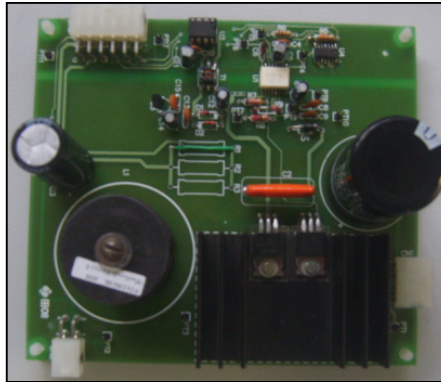


Figura 6.3 Placa de comando.

6.3 Arranjo fotovoltaico

Em relação ao arranjo fotovoltaico, é importante mencionar que se modificou o projeto inicial que consistia de um arranjo de dois painéis conectados em série. Esta modificação foi necessária devido basicamente à discordância entre os valores medidos de V_{oc} e os valores fornecidos pelo fabricante.

O valor de V_{oc} foi monitorado por vários dias com distintas condições climáticas (céu claro, céu com poucas nuvens, céu nublado) atingindo valores para qualquer condição menores que 37 V. Assim a máxima tensão de máxima potência poderia se estimar por cerca de 29 V (aproximadamente 80% de V_{oc}), ficando muito próximo à região de tensão de operação do banco de baterias, o que poderia baixo certas circunstâncias de operação provocar que a tensão de máxima potência seja menor que a tensão no banco de baterias diminuindo consideravelmente a eficiência do algoritmo MPPT, forçando aos painéis fotovoltaicos a trabalhar à mesma tensão do banco de baterias e conseqüentemente saindo do PMP.

Sendo assim foi acrescentado mais um painel em série. Ficando para os testes experimentais um arranjo fotovoltaico composto por três painéis Isofoton de 80 W de potencia nominal conectados em série (Figura 6.4).



Figura 6.4 Arranjo fotovoltaico usado nos testes experimentais.

6.4 Banco de baterias.

O banco de baterias usado nos ensaios esteve composto por duas baterias Unipower de chumbo ácido de 12 V e 18 AH, conectadas em série. Cujas máxima corrente de carga permitida é de 6.4 A (40% da capacidade nominal). A Figura 6.5 Mostra o banco de baterias usado nos testes experimentais.



Figura 6.5 Banco de baterias usado nos testes experimentais.

6.5 Medições das tensões e correntes

Para as medições de corrente foram usados resistores de pequeno valor (Shunt) como sensores de corrente, já para as medições de tensão foram utilizados divisores de tensão. Para o calculo dos ganhos dos amplificadores operacionais foram usadas resistências de 1% de tolerância.

6.5.1 Medição da tensão e corrente do arranjo fotovoltaico

A Figura 6.6 mostra o esquema implementado para as medições de tensão e corrente nos módulos fotovoltaicos.

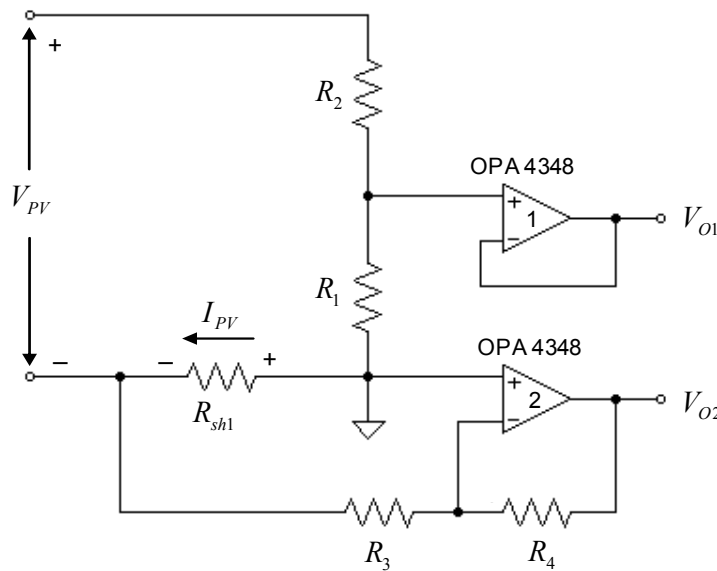


Figura 6.6 Medições de tensão e corrente do arranjo fotovoltaico

A tensão de saída do amplificador operacional 1 representa a tensão fornecida pelo arranjo fotovoltaico e pode-ser calculada pela seguinte expressão:

$$V_{O1} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{PV} \quad (6.1)$$

Definindo $R_1 = 5.62K\Omega$ e $R_2 = 115.1K\Omega$, calcula a seguir o fundo de escala para a tensão do arranjo fotovoltaico.

$$V_{PV} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \cdot V_{O1} = \left(\frac{5.62 + 115.1}{5.62} \right) \cdot 3 = 64.5V \quad (6.2)$$

A tensão de saída do amplificador operacional 2 representa à corrente no arranjo fotovoltaico, ela pode-ser calculada pela seguinte expressão:

$$V_{O2} = \left(\frac{R_4}{R_3} \right) \cdot R_{sh1} \cdot I_{PV} \quad (6.3)$$

Arbitrando $R_3 = 9.53K\Omega$ e $R_4 = 38.3K\Omega$, e usando 3 resistências de 0.33Ω (5 W) em paralelo como resistência shunt, tem-se $R_{sh1} = 0.11\Omega$. Assim calcula a seguir o fundo de escala para a corrente do arranjo fotovoltaico.

$$I_{PV} = \left(\frac{R_3}{R_4} \right) \cdot \frac{V_{O2}}{R_{sh1}} = \left(\frac{9.53}{38.3} \right) \cdot \frac{3}{0.11} = 6.78A \quad (6.4)$$

6.5.2 Medição da tensão e corrente no banco de baterias

A figura 6.7 mostra o circuito implementado para as medições de tensão e corrente do banco de baterias.

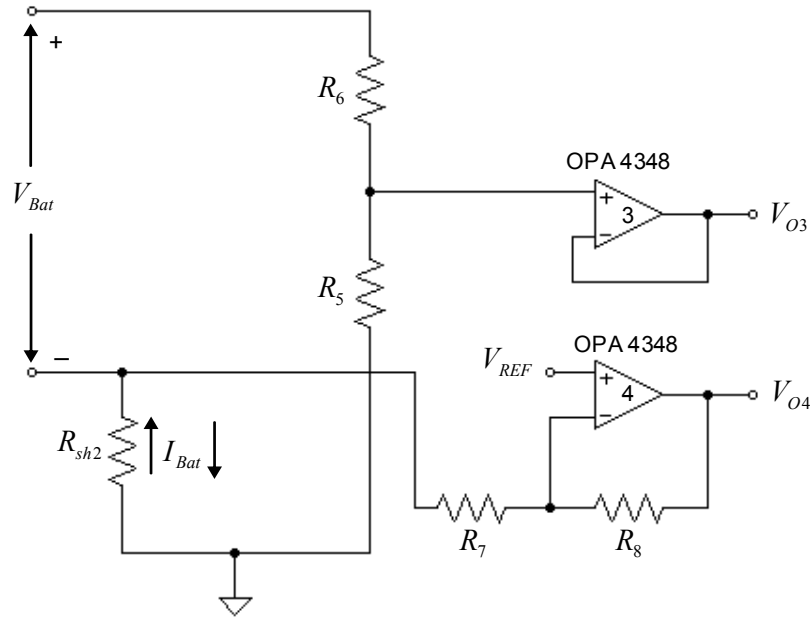


Figura 6.7 Medições de tensão e corrente do banco de baterias.

A tensão de saída do amplificador operacional 3 representa a tensão no banco de baterias mais a queda de tensão na resistência shunt inserida para a medição de corrente.

$$V_{O3} = \left(\frac{R_5}{R_5 + R_6} \right) V_{Bat} \pm I_{Bat} \cdot R_{sh2} \quad (6.5)$$

Sendo assim para obter o valor real da tensão no banco, se fez a subtração do valor de tensão obtida na saída do amplificador operacional e a queda de tensão na resistência shunt na própria rotina de controle implementada no DSP. Considerando a observação feita anteriormente, a tensão no banco de baterias pode ser dada pela seguinte expressão.

$$V_{O3} = \left(\frac{R_5}{R_5 + R_6} \right) V_{Bat} \quad (\text{compensação por software}) \quad (6.6)$$

Definindo $R_5 = 10.2K\Omega$ e $R_6 = 100K\Omega$, calcula a seguir o fundo de escala para a tensão do arranjo fotovoltaico.

$$V_{Bat} = \left(\frac{R_5 + R_6}{R_5} \right) \cdot V_{O3} = \left(\frac{10.2 + 100}{10.2} \right) \cdot 3 = 32.4V \quad (6.7)$$

A tensão de saída do amplificador operacional 4 representa a corrente no banco de baterias. Como esta corrente pode ser negativa (no caso da carga) e positiva (no caso da descarrega) é necessário fazer um deslocamento da escala de tensão. Isto se consegue com a configuração não inversora do amplificador operacional 4. O cálculo da tensão de referência (V_{REF}) é mostrada a seguir:

A saída do amplificador operacional 4 é:

$$V_{O4} = \left(1 + \frac{R_8}{R_7} \right) V_{REF} + I_{Bat} \cdot R_{sh2} \cdot \frac{R_8}{R_7} \quad (6.8)$$

Precisa-se que na metade da escala ($V_{O4} = 1.5V$) a corrente na bateria seja nula ($I_{Bat} = 0A$). Substituindo aqueles valores em (6.8) tem-se:

$$1.5 = \left(1 + \frac{R_8}{R_7} \right) V_{REF} \quad (6.9)$$

Arbitrando $R_8 = 86.6K\Omega$ e $R_7 = 43.2K\Omega$, tem-se:

$$V_{REF} = \frac{1.5}{(1 + 2)} = 0.5V \quad (6.10)$$

Substituindo os valores de R_7 , R_8 , R_{sh2} e V_{REF} em (6.8) obtém-se a equação para o calculo do fundo de escala para a corrente no banco de baterias.

$$I_{bat} = 4.54 \cdot [V_{O4} - 1.5] \quad (6.11)$$

Para $V_{O4} = 3V$ obtém-se a leitura máxima de corrente.

$$I_{bat} = 4.54 \cdot [3 - 1.5] = 6.8A \quad (6.12)$$

Para $V_{O4} = 0V$ obtém-se a leitura mínima de corrente.

$$I_{bat} = 4.54 \cdot [0 - 1.5] = -6.8A \quad (6.13)$$

6.6 Algoritmo MPPT implementado em DSP

O algoritmo para o rastreamento do ponto de máxima potência implementado no DSP foi o Condutância Incremental analisado no capítulo 4. Na implementação desta técnica além da faixa de tolerância ΔW , onde a condição $I/V + dI/dV = 0$ é considerada verdadeira, foram incluídas mais duas faixas de tolerância, ΔI_t e ΔV_t , para as comparações $dI = 0$ e $dV = 0$ respectivamente, devido a que na pratica aquelas condições são difíceis de acontecer por causa de ruídos nas medições e erros de quantização no processo de digitalização de aquelas variáveis. A Figura 6.8 apresenta o fluxograma modificado utilizado na implementação em DSP desta técnica. A Tabela 6.1 apresenta o ajuste feito de seus parâmetros.

Tabela 6.1. Parâmetros usados na implementação em DSP do algoritmo Condutância Incremental

Parâmetro	Ajuste
ΔV	0.35 V
T_a	5 (ms)
ΔW	0.005
ΔI_t	0.001
ΔV_t	0.001

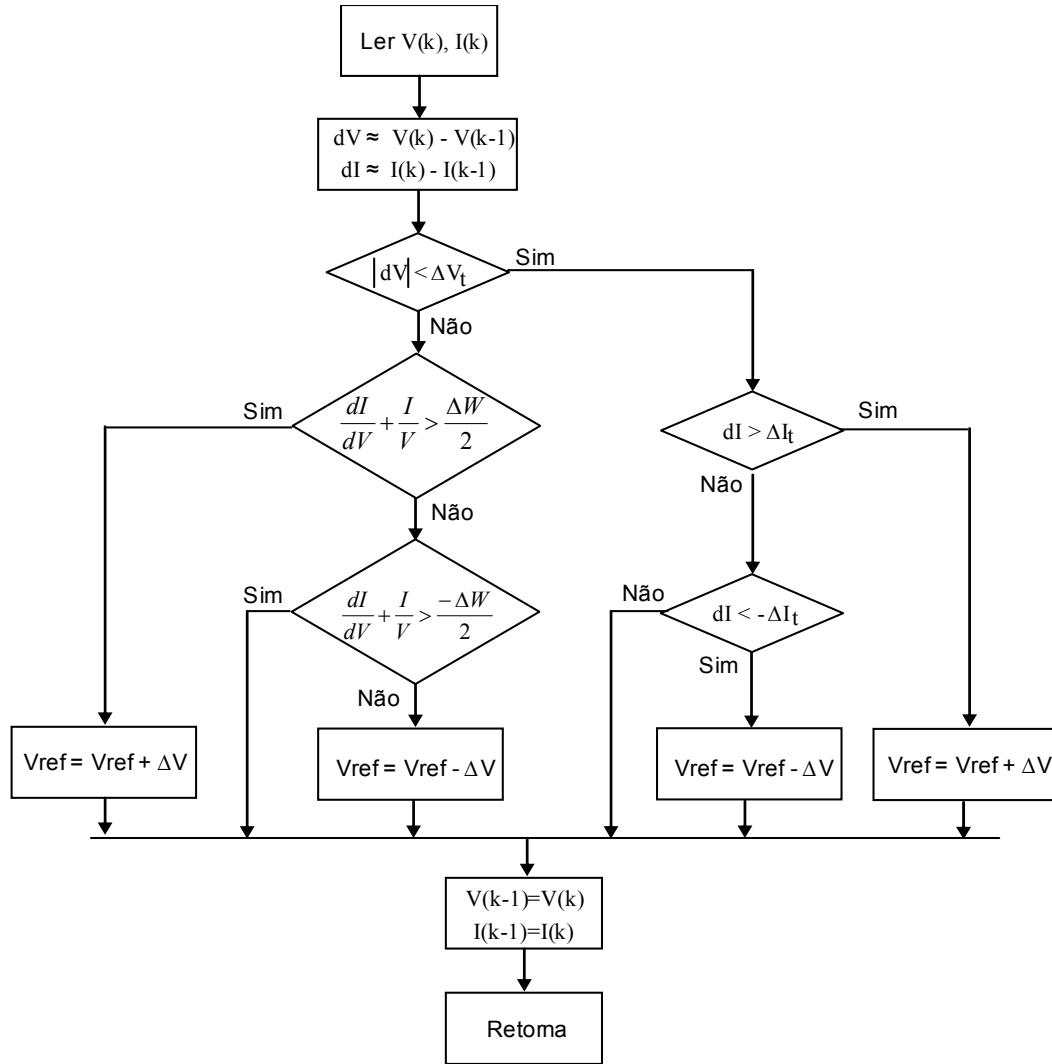


Figura 6.8. Fluxograma modificado do algoritmo Condutância Incremental implementado em DSP.

Para observar o desempenho do algoritmo MPPT, o banco de baterias foi substituído por uma carga resistiva, visando evitar que as baterias limitem a potência fornecida pelos painéis na condição de operação de baterias carregadas. O valor da resistência de carga teve que ser escolhido tendo algumas considerações importantes explicadas a seguir.

Em um painel fotovoltaico ligado a uma carga resistiva, o ponto de trabalho obtém-se da interseção da curva V-I do painel e a reta de carga conectada a ele. Assim o painel fornecera a máxima potência quando a reta de carga coincida com o ponto de máxima potência. A Figura 6.9 mostra essa situação.

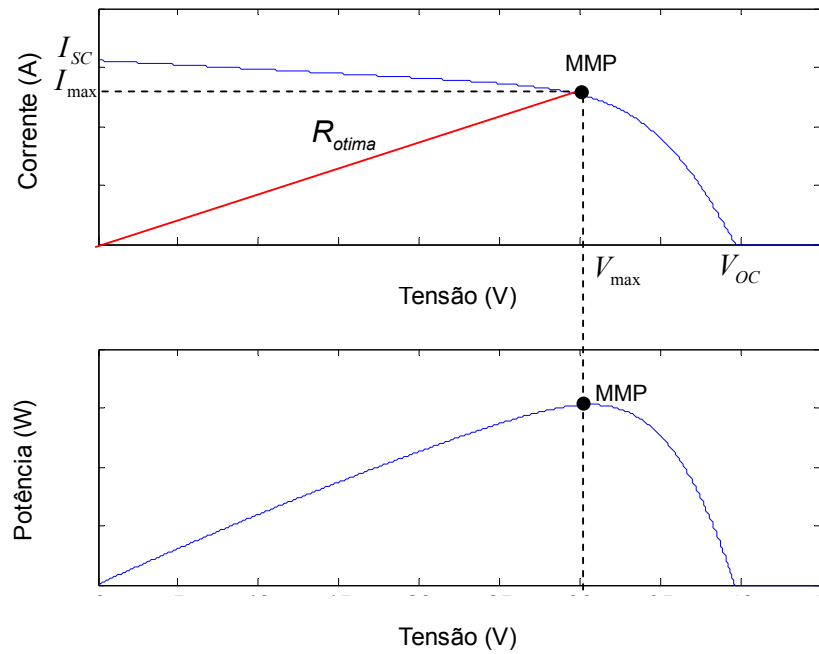


Figura 6.9. Interseção da reta de carga com a curva I-V de um painel fotovoltaico.

Considerando o modelo do painel fotovoltaico desenvolvido no capítulo 3, foi feita uma simulação do arranjo fotovoltaico utilizado nos testes experimentais (3 painéis conectados em série), considerando uma condição climática de $1000 \text{ (W/m}^2\text{)}$ de radiação incidente e 50°C de temperatura dos módulos. A seguinte figura mostra os resultados obtidos da simulação.

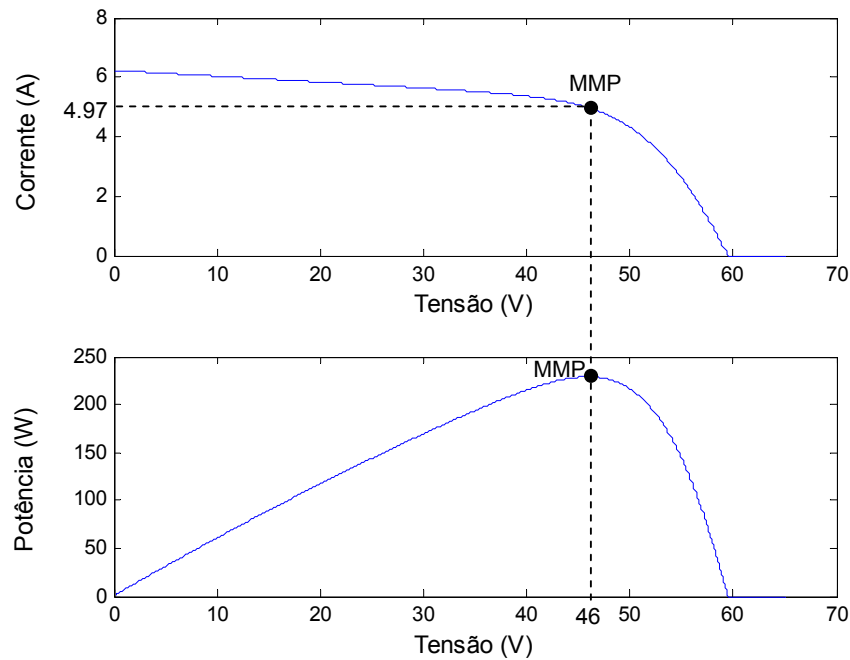


Figura 6.10. Simulação das curvas I-V e P-V do arranjo fotovoltaico usado nos ensaios, considerando uma radiação incidente de $1000 \text{ (W/m}^2\text{)}$ e 50°C de temperatura.

Da Figura 6.10 $V_{\max} = 46V$ e $I_{\max} = 4.97A$, assim estimou-se a resistência de carga que faz os painéis trabalhar sobre o MPP para essa condição climática específica.

$$R_{\text{ótima}} = \frac{V_{\max}}{I_{\max}} = \frac{46V}{4.97A} = 9.25\Omega \quad (6.14)$$

Por outro lado tem-se que a resistência de entrada do conversor Buck (R_i) (Considerando condições ideais) em função da resistência de saída (R_o) e seu ciclo de trabalho (D) vêm dada pela seguinte equação:

$$R_i = \frac{R_o}{D^2} \quad (6.15)$$

Da equação (6.15), desprende-se que o conversor Buck apresenta uma incapacidade para refletir em sua entrada impedâncias menores que a de carga, portanto a impedância de carga ligada à saída do conversor Buck têm que ser menor que $R_{\text{ótima}}$ para que o algoritmo MPPT consiga ajustar o ciclo de trabalho necessário para fazer $R_i = R_{\text{ótima}}$ para uma determinada condição meteorológica. Visando cumprir com a condição anteriormente exposta foi montada uma resistência de carga de 3.9Ω .

6.6.1 Ensaio do desempenho do algoritmo MPPT

Para verificar o desempenho do MPPT foi adotada a seguinte estratégia. Se a irradiância permanecer aproximadamente constante durante um intervalo suficiente de tempo (alguns poucos segundos), algo fácil de acontecer em dias de céu claro, pode-se variar em forma de rampa a tensão do painel (variando o ciclo de trabalho), manter bloqueado o algoritmo MPPT, e armazenar os dados relativos à potência fornecida, para com eles determinar qual é a máxima conseguida para essa condição climática. Após o término desta rampa libera-se o algoritmo MPPT e permite-se que este varie o ciclo de trabalho livremente, procurando o ponto de máxima potência anteriormente encontrado. O procedimento adotado é interessante pois permite avaliar não apenas o erro em regime permanente e oscilações em torno do ponto de máxima potência do algoritmo, como também comparar o tempo de resposta (o tempo necessário para o algoritmo estabilizar próximo a uma determinada potência)

De acordo ao método descrito acima foram realizadas duas experiências para avaliar o desempenho do MPPT, elas foram executadas em horários distintos visando ter dois níveis de radiação bem diferentes. As Figuras 6.11 e 6.12 apresentam os resultados experimentais obtidos para a evolução da potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico e o ciclo de trabalho. Os resultados apresentados em ambas as figuras mostram que, ao contrario das simulações feitas no capítulo 4, o método da Condutância incremental oscila sim em torno do ponto de máxima potência. Estas oscilações na prática são naturais, pois trata-se de um sistema real, com ruídos nas medições e oscilações na corrente e na tensão. No caso de uma radiação incidente alta (Figura 6.11) a potência apresentou oscilações menores que 3 W. A eficiência da técnica para essa condição climática foi de 99.48%. Para o caso de uma radiação incidente media (Figura 6.12) a potência apresentou oscilações menores que 2 W. A eficiência do algoritmo para essa condição climática foi de 99.51%. Em relação ao tempo de resposta, fica evidente que o algoritmo demora mais em atingir um patamar maior de potência (radiação alta), devido a que nessa situação ele precisa fazer um número maior de iterações, posto que o tamanho do incremento o decremento do ciclo de trabalho é constante.

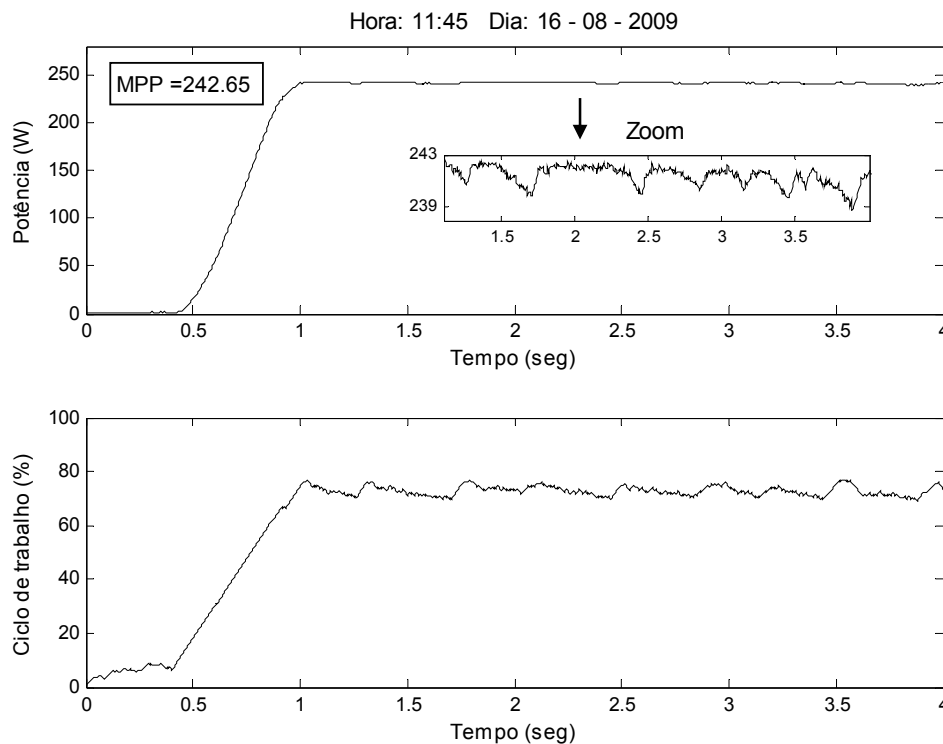


Figura 6.11. Curvas da potência no arranjo fotovoltaico e ciclo de trabalho obtido experimentalmente com a atuação do algoritmo MPPT condutância incremental, para uma condição de radiação alta.

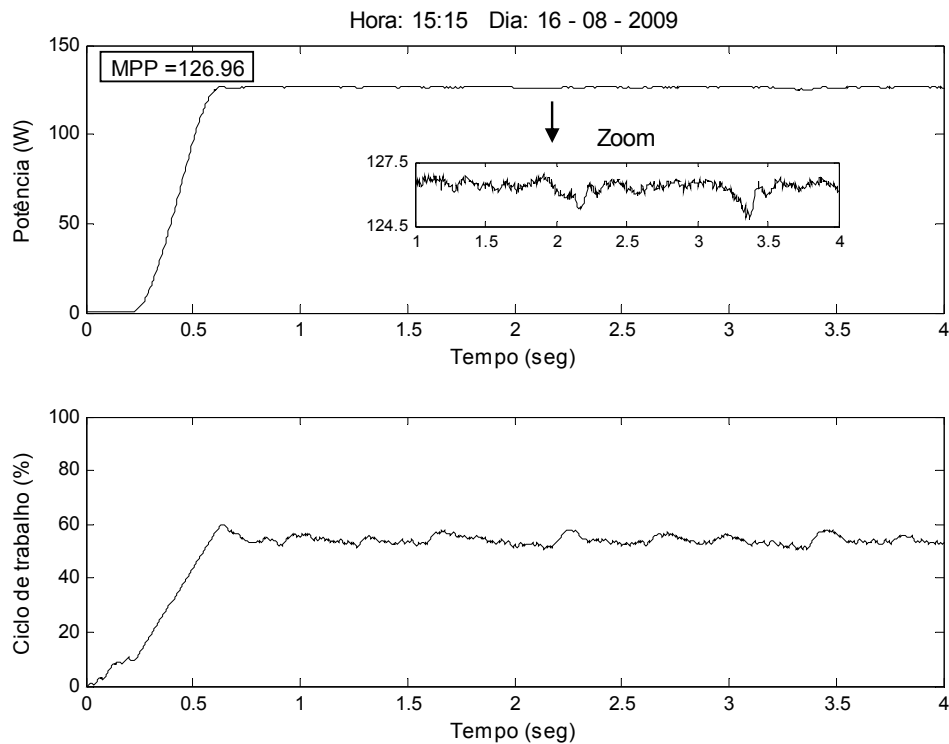


Figura 6.12. Curvas da potência no arranjo fotovoltaico e ciclo de trabalho obtido experimentalmente com a atuação do algoritmo MPPT condutância incremental, para uma condição de radiação média.

6.6.2 Resultado diário

O funcionamento da técnica MPPT foi monitorado diariamente. Foram coletados os dados da potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico a intervalos de 1 minuto. Começando desde as 06:00 até as 17:00 horas.

O resultado do dia 09 de Agosto é mostrado na Figura 6.13, este dia é especialmente interessante porque o céu permaneceu claro durante o dia todo, a curva de potência obtida é concordante em forma com a curva típica de radiação total incidente para um dia de céu claro mostrada na Figura E.1. O resultado do dia 13 de Agosto é apresentado na Figura 6.14, em aquele dia o céu permaneceu claro na maior parte do dia, com a presença de nuvens entre as 08:40 e 9:45 horas aproximadamente, percebe-se o efeito do sombreamento dos módulos na redução da potência fornecida. O resultado do dia 14 de Agosto é apresentado na Figura 6.15, percebe-se a presença de nuvens entre as 11:20 e 14:30 horas aproximadamente. A Figura 6.16 mostra o resultado do dia 17 de Agosto, dia com grande presença de nuvens o dia todo.

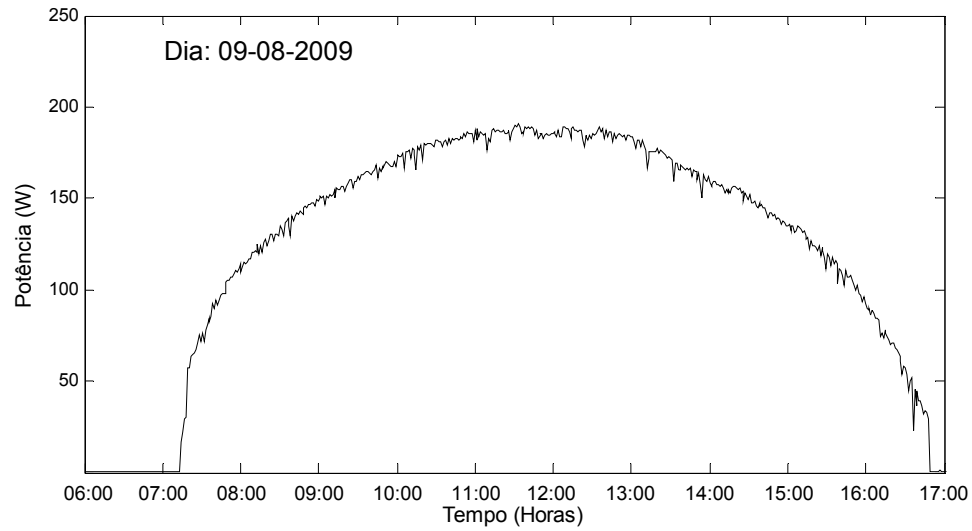


Figura 6.13. Potência diária fornecida pelo arranjo fotovoltaico funcionando com o MPPT, no dia 09 de Agosto de 2009.

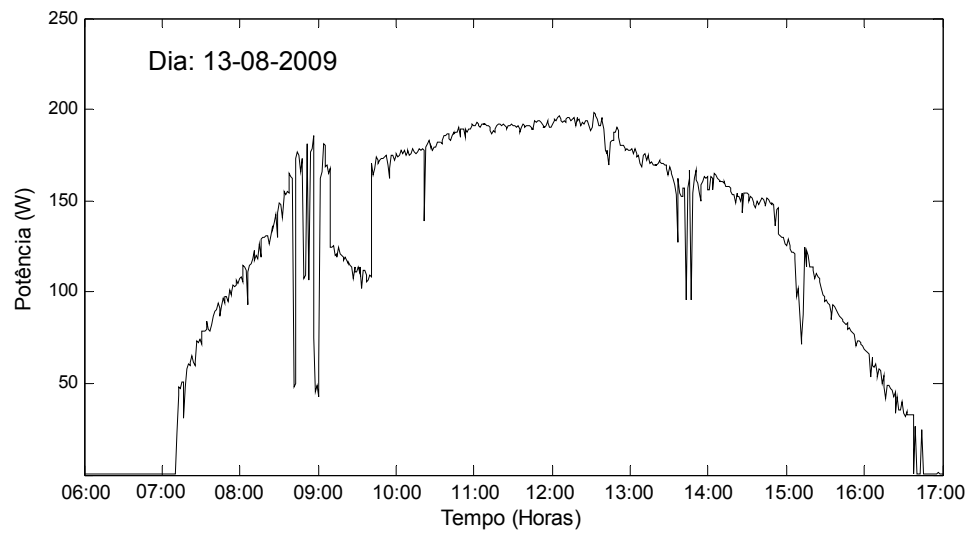


Figura 6.14. Potência diária fornecida pelo arranjo fotovoltaico funcionando com o MPPT, no dia 13 de Agosto de 2009.

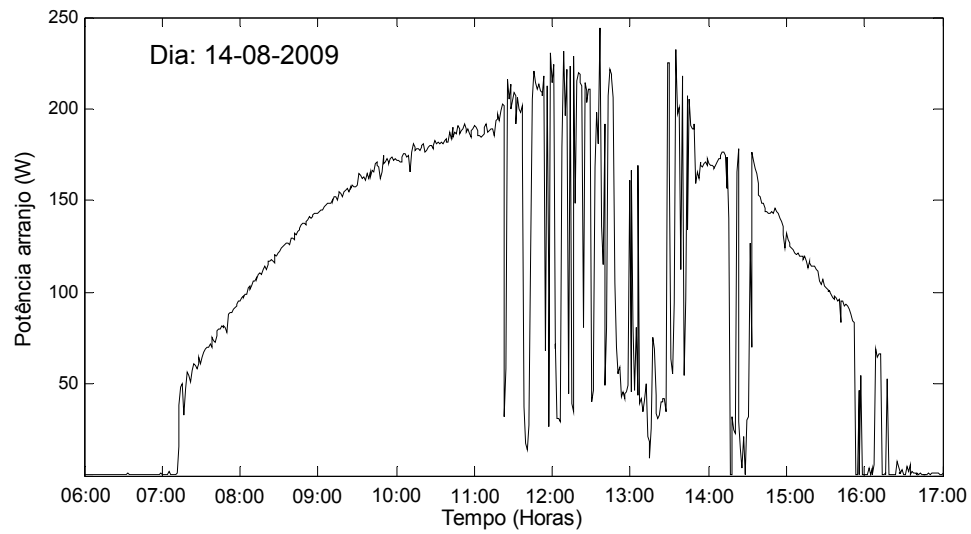


Figura 6.15. Potência diária fornecida pelo arranjo fotovoltaico funcionando com o MPPT, no dia 14 de Agosto de 2009.

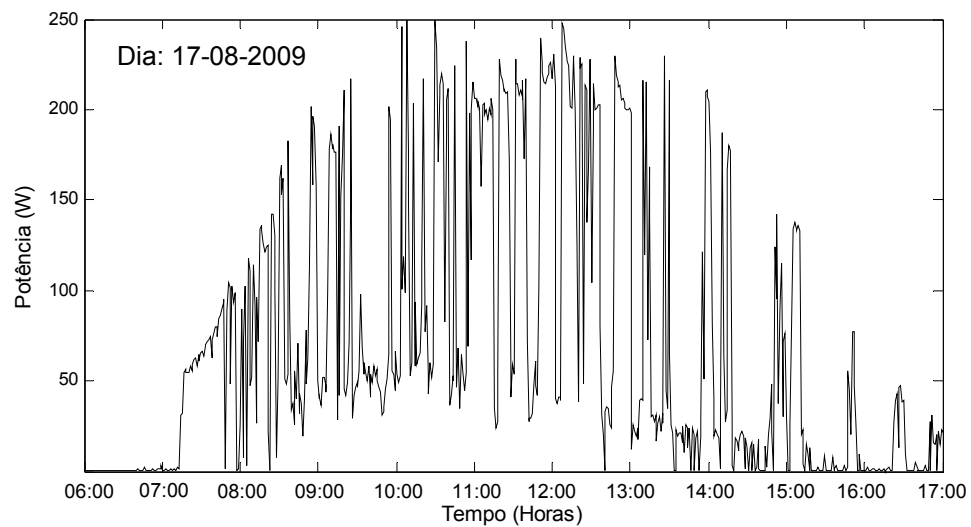


Figura 6.16. Potência diária fornecida pelo arranjo fotovoltaico funcionando com o MPPT, no dia 17 de Agosto de 2009.

6.7 Ensaio de carregamento do banco de baterias

O ensaio para validar o funcionamento da estratégia de controle de carga de bateria foi feito o dia 08 de Agosto de 2009, o dia apresentou condições de céu claro sem a presença de nuvens durante o transcurso do ensaio. As baterias ao começar o teste tinham uma tensão de circuito aberto de 11.7 V e 11.8 V, logo de permanecer em repouso por várias horas, ou seja, sem serem submetidas a carga nem descarga, o que equivale a aproximadamente um estado de carga de 15 % e 20% respectivamente (ver Figura 2.15). Foram coletados os dados para a potência no arranjo, a corrente de recarga e a tensão no banco de baterias a intervalos de 30 segundos entre as 10 e 17 horas.

A Figura 6.18 apresenta as curvas obtidas no ensaio. Nela pode-se observar que na condição de baterias descarregadas atua o algoritmo MPPT tentando levar aos painéis ao seu ponto de máxima potência, nessa situação a corrente de carga permanece constante em aproximadamente 6.35 A, e a tensão começa a aumentar, encontrando-se a bateria na região de carga profunda. Percebe-se também que a potência fornecida pelo painel continua aumentando na medida em que transcorre a manhã. Quando a tensão atinge o valor $V_{bat-max} = 28.8V$, a estratégia de controle muda para carregamento a tensão constante, nessa condição a corrente de carga começa a diminuir, encontrando-se a bateria na região de carga a tensão constante. A potência nos módulos fotovoltaicos diminui na medida em que a potência requerida pelo banco de baterias para o carregamento se reduz. Quando a corrente cair para $I_{bat-min} = 450mA$ (2.5% da capacidade nominal definido para este trabalho) a bateria ingressa à região de flutuação e a referência de tensão é modificada para $V_{bat-float} = 27V$, tensão responsável apenas para evitar a autodescarga.

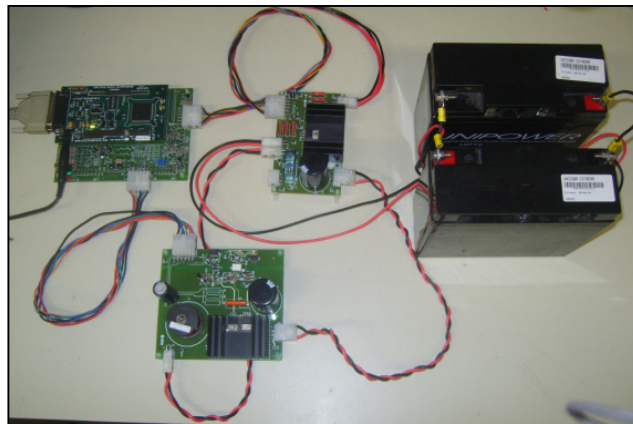


Figura 6.17. Ensaio de carregamento do banco de baterias.

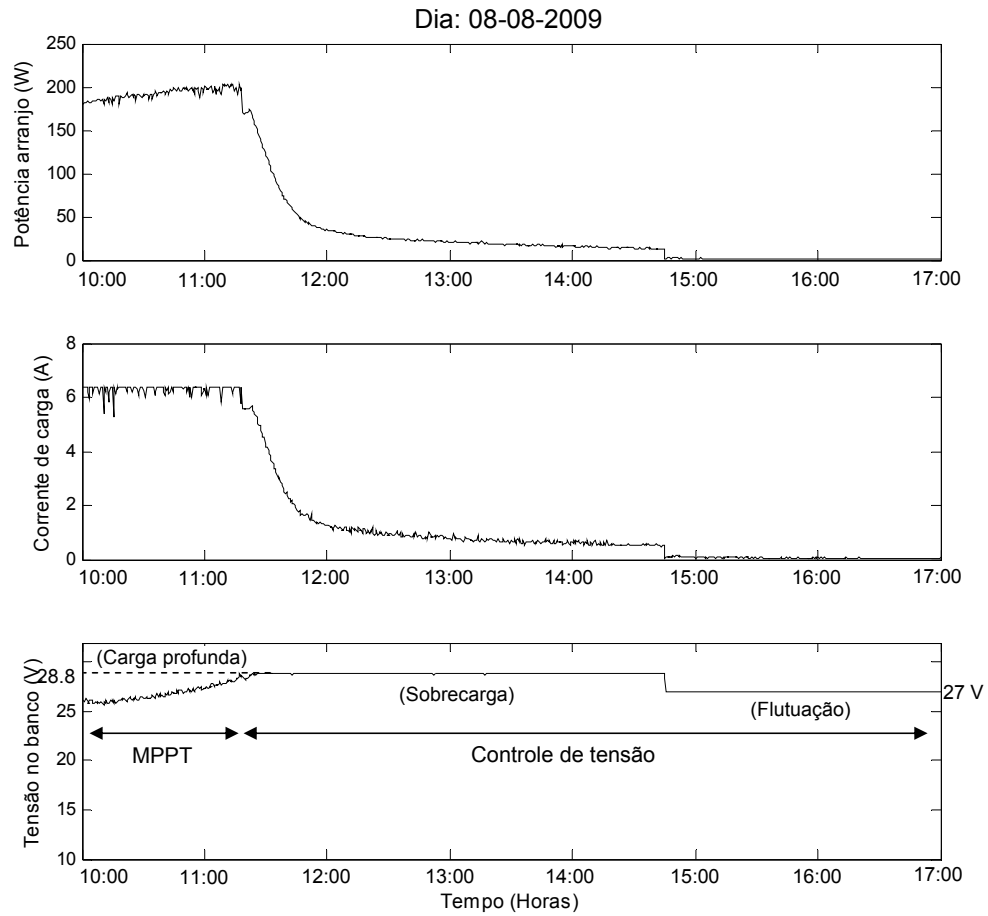


Figura 6.18. Curvas obtidas no ensaio para o carregamento do banco de baterias.

6.8 Conclusões

Este capítulo apresentou os principais resultados experimentais obtidos para o sistema fotovoltaico implementado.

A montagem do protótipo em laboratório para o carregador de baterias possibilitou a observação e a comprovação do funcionamento do conversor Buck como controlador de carga, e a sua viabilidade técnica para a implementação.

O algoritmo MPPT condutância incremental foi implementado e testado para diferentes condições de radiação incidente. Os resultados experimentais permitem concluir que a técnica apresentou um desempenho satisfatório, pois conseguiu levar ao arranjo fotovoltaico muito próximo do seu ponto de máxima potência, possibilitando um melhor aproveitamento da energia solar disponível. Porém foi comprovado que pequenas oscilações em torno do MPP estão presentes, atribuídos a ruído nas medições de corrente e tensão no arranjo fotovoltaico, cujo efeito negativo no desempenho do algoritmo não foi o suficientemente suprimido pelos ajustes das bandas de tolerâncias utilizadas nos testes. Contudo o algoritmo apresentou uma eficiência maior a 99% nas provas realizadas, em concordância com as simulações feitas no Capítulo 4.

À luz dos resultados experimentais obtidos foi possível validar a estratégia global de controle digital diferenciado de carga de baterias para sistemas fotovoltaicos autônomos proposta neste trabalho, pois ela garantiu o carregamento rápido completo e seguro do banco de baterias, desde que as condições climáticas assim o permitiram, respeitando ainda seus limites de operação de tensão e corrente.

Capítulo 7

Conclusões gerais e propostas de continuidade

Nesta dissertação de mestrado foi apresentado o projeto e implementação de um carregador de baterias para aplicação em sistemas fotovoltaicos autônomos de reduzida potência, cujo gerenciamento de controle de carga é feito digitalmente por um DSP.

Tendo em vista o alto custo da energia fotovoltaica e as limitações inerentes ao processo fotovoltaico de conversão da energia, optou-se por trabalhar no aumento da eficiência do sistema. Para isso foi dado foco em um aspecto fundamental, como é o procurar maximizar a produção de energia elétrica nos painéis fotovoltaicos, através de uma técnica de rastreamento do ponto de máxima potência. Dos três algoritmos MPPT estudados (CV, IncCond e P&O) foi escolhido o de Condutância Incremental para sua implementação prática, pois foi o que melhor eficiência apresentou nas simulações realizadas. O desempenho mostrado nos testes experimentais validam a técnica, chegando a uma eficiência acima de 99%.

Um outro aspecto relevante abordado neste trabalho teve relação com a maximização do processo de carga de uma bateria de chumbo ácido, para esse objetivo foi necessário fazer um estudo da sua dinâmica visando entender seu funcionamento e o método mais adequado para recarregá-la. Assim foi proposto um controle de carga diferenciado, visando por uma parte fazer o carregamento o mais rápido possível tentando maximizar o aproveitamento da disponibilidade de energia solar (atuação do MPPT), e por outra parte respeitar os limites de operação de tensão e corrente das baterias (atuação do controle de tensão), contribuindo assim a evitar uma diminuição da vida útil do banco por um inadequado processo de carga-descarga. Os testes experimentais demonstraram que a estratégia funciona e cumpre com os requerimentos anteriormente mencionados.

Em relação ao estágio de controle de tensão foi proposta uma configuração de duas malhas em cascata, uma interna para a limitação da corrente de carga e outra externa para a regulação de tensão do banco de baterias, utilizando a técnica do “fator k”, uma metodologia amplamente utilizada para projetar controladores analógicos para conversores estáticos. Para o auxílio do projeto dos compensadores foi obtido um modelo linear de

pequenos sinais do conversor Buck, usando a técnica das variáveis médias no espaço de estado.

Para a obtenção dos compensadores digitais foram aplicados métodos de discretização às funções de transferência dos compensadores. Contatou-se que o projeto de controle usando inicialmente a análise no plano s e posteriormente levando as equações obtidas para o plano z , para finalmente obter as equações de diferença, é vantajosa no sentido de se utilizar os conhecimentos previamente adquiridos. Isto faz com que os projetos realizados utilizando técnicas analógicas possam ser facilmente trasladadas para o controle digital sem muito esforço adicional. No entanto, na análise dos diagramas de Bode dos compensadores analógicos e seus equivalentes digitalizados, foi demonstrado que esta analogia é válida somente para uma determinada faixa de frequência, que depende da frequência de amostragem e da banda passante definida para o sistema. Os resultados experimentais para o estágio de controle de tensão do banco de baterias foram satisfatórios e validam a metodologia utilizada.

Este trabalho apresentou também uma metodologia para o dimensionamento de todos os componentes de um sistema fotovoltaico isolado de potência reduzida, a qual poderá ser adotada para projetar outros sistemas de maior potência. Neste ponto teve vital importância a simulação do arranjo fotovoltaico, pois permitiu estimar as condições de operação na que estaria submetido o conversor para diferentes condições climáticas, permitindo o adequado projeto dele. Embora o modelo obtido para o painel fotovoltaico resultou-se adequar muito bem às curvas características I-V, P-V fornecidas pelo fabricante, as medições realizadas da tensão de circuito aberto, não mostraram uma boa correlação com as apresentadas pelo fabricante, sendo estas últimas maiores às medidas, o que produziria baixo certas condições de operação que a tensão de máxima potência (relacionada diretamente com a tensão de circuito aberto) seja menor à tensão no banco de baterias, o que comprometeria a eficiência da técnica MPPT, obrigando ao arranjo fotovoltaico a operar à tensão do banco e conseqüentemente saindo-se do ponto de máxima potência. Desta forma foi modificado o projeto inicial do arranjo, ficando este finalmente composto por três módulos conectados em série. Os resultados experimentais mostraram que este inconveniente foi solucionado satisfatoriamente, desde que a tensão de máxima potência sempre foi maior à tensão no banco, permitindo a atuação do MPPT quando foi requerido.

Para comprovar experimentalmente o funcionamento do carregador de baterias proposto, foi implementado no laboratório de eletrônica de potência um protótipo, talvez esta seja a maior contribuição deste trabalho. Com a bancada experimental desenvolvida, há

agora uma infinidade de possibilidades de aproveitamentos e estudos possíveis. A continuação são sugeridos alguns.

- Implementar outras técnicas MPPT presentes na literatura, incluindo medições de radiação incidente e temperatura nos painéis para aquelas que dependem delas e confrontar seus desempenhos.
- O ajuste dos parâmetros do algoritmo condutância incremental foi ajustado experimentalmente neste trabalho. Assim um estudo de uma metodologia para a determinação desses parâmetros considera-se interessante.
- Uma questão que o autor lamenta não ter feito, é um estudo do rendimento do sistema fotovoltaico implementado, e a comparação com as outras topologias de conexão painéis – baterias, simuladas no capítulo 3.
- Estudo do ganho de potência produzida pelos painéis, atuando com o algoritmo MPPT comparado com um simples controlador de tensão.

Referências bibliográficas

- [1] G. J. Miranda, "Be prepared!," in IEEE Industry Applications Magazine, pp. 12 -20, 2003.
- [2] Ministério de Minas e Energia do Brasil, "Balanço energético nacional", pp. 21 Maio de 2007. Disponível em www.mme.gov.br.
- [3] Johninson Imhoff, "Desenvolvimento de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Autônomos," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Julho de 2007.
- [4] D. C. Martins, "Conversores Estáticos de Potência Utilizados no Processamento da Energia Solar Fotovoltaica," in Conferência Internacional de Aplicações Industriais, vol 2, 2000, pp. 67-77.
- [5] Siemens, "Formas Não-convencionais de Geração e Uso Racional de Energia"
- [6] Ministério de Minas e Energia do Brasil, "Programa Luz para Todos", 2005. Disponível em www.mme.gov.br.
- [7] Atlas de Energia Elétrica do Brasil, 2ª ed. Brasília: ANEEL, 2005.
- [8] Green, M.A., "Photovoltaics: technology overview", in Energy Policy, Vol 28, pp 989-998, 2000.
- [9] Mohamad S. Masoum, Seyed Mahdi Mousavi Badejani, and A Ewald F. Fuchs, "Microprocessor-Controlled New Class of Optimal Battery Chargers for Photovoltaic Applications", in IEE Transactions on energy conversion, vol.19, no. 3, September 2004.
- [10] T. Wu, C. Chang, and Y. Wu, "Single-Stage Converters for PV Lighting Systems with MPPT and Energy Backup," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 35, pp. 1306 – 1317, 1999.
- [11] J. H. R. Enslin and D. B. Snyman, "Combined Low-Cost, High-Efficient Inverter, Peak Power Tracker and Regulator for PV Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, 1991, pp. 73 - 82.

- [12] J. H. R. Enslin and D. B. Snyman, "Combined Low-Cost, High-Efficient Inverter, Peak Power Tracker and Regulator for PV Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, 1991, pp. 73 - 82.
- [13] J. A. Gow and C. D. Manning, "Development of a Photovoltaic Array Model for Use in Power Electronics Simulation Studies," IEE Proc. On Electric Power Applications, vol. 146, no. 2, p. 193-200, Março de 1999.
- [14] M. C. Cavalcanti, K.C. Oliveira, G. M. S. Azevedo and F. A. S. Neves, "Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems," Brazilian Journal of Power Electronics, vol. 12, no. 2, pp. 163-171, Julho de 2007.
- [15] Marcio Mendes Casaro, Denizar Cruz Martins, "Photovoltaic Array Model Aimed to Analyses in Power Electronics Through Simulation," Revista da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência–SOBRAEP, vol. 13, no. 3, pp. 141-146, Agosto de 2008.
- [16] P. Grunow, S. Lust, D. Sauter et al 2., "Weak Light Performance and Annual Yields of PV Modules and Systems as a Result of the Basic Parameter Set of Industrial Solar Cells," 19th European Photovoltaic Solar Energy Conference, pp. 2190-2193, Junho de 2004.
- [17] Treble F.C. "Generating Electricity from the Sun," Pergamon Press, Agosto de 1991
- [18] E.A. Cabrerizo, "Instalaciones Solares Fotovoltaicas," Progensa, Agosto de 2008.
- [19] J. Davison, "The New Solar Electric Home: The Fotovoltaic How-to Handbook," AATEC Publications, 1995.
- [20] CIEMAT, "Fundamentos, Dimensionado y Aplicaciones de la Energía Solar Fotovoltaica," CIEMAT, España, 2000.
- [21] CEPEL, Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito. Potencial solar - SUNDATA. Disponível em www.cresesb.cepel.br.

- [22] 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.
- [23] Optus – Newmax, "Manual Técnico Serie 12 volts," disponível em www.optus.com.br/site_newmax/12v.zip.
- [24] Fabiano Fernandez Rocha, "Avaliação e Projeto de uma Fonte de Energia para Sistema de Detecção de Falhas em Redes de Distribuição Rurais," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Julho, 2005.
- [25] T. Esum and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, Junho de 2007.
- [26] S. Jain and V. Agarwal, "Comparison of the Performance of Maximum Power Point Tracking Schemes Applied to Single-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems," IET Electr. Power Appl., Vol. 1, No. 5, September 2007.
- [27] G.J. Yu, Y.S. Jung, J.Y. Choi, G.S. Kim, "A Novel Two-Mode MPPT Control Algorithm Based on Comparative Study of Existing Algorithms," Solar Energy Vol. 76 pp. 455–463, 2004. Disponível em www.sciencedirect.com.
- [28] M. A. S. Masoum, H. Dehbonei, and E. F. Fuchs, "Theoretical and Experimental Analyses of Photovoltaic Systems With Voltage and Current Based Maximum Power Point Tracking," IEEE Transactions Energy Conversion, vol. 17, pp. 514-522, Dec. 2002.
- [29] Y. M. Tung, A. P. Hu, N. K. Nair, "Evaluation of Micro Controller Based Maximum Power Point Tracking Methods Using dSPACE Platform," Australian University, Power Engineering Conference 2006.
- [30] J. H. R. Enslin, M. S. Wolf, D. B. Snyman, and W. Swiegers "Integrated Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Converter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, pp. 769-773, December 1997.

- [31] Gustavo Medeiros de Souza Azevedo, "Sistema de Conversão de Energia Fotovoltaica com Compensação Baseada em Corrente e Tensão," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Setembro de 2007.
- [32] D. T. Ojima and W. Komatsu, "a MPPT Algorithm Implementation Using FPGA for an Experimental PV System," 9th Brazilian Power Electronics Conference, PP. 672-675, 2008.
- [33] Krenzinger, A., "Contribución al Diseño de Sistemas Fotovoltaicos con Paneles Bifaciales en Combinación con Reflectores Difusos de Carácter General,". Tesis doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, E.T.S.I. de Telecomunicación. Madrid, España, 1987.
- [34] M. Osakada, K.H. Hussein, I. Muta T, Hoshino. "Maximum Photovoltaic Power Tracking: an Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions," IEE Ploc.-Gener. Transm. Distrib., Vol. 142, PP 59-64, January 1995.
- [35] A. Goetzberger, J. Knobloch, B Voss, "Crystalline Silicon Solar Cells," editorial John Wiley & Sons Ltd, 1 ed., Inglaterra, 1998.
- [36] Ivo Barbi, "Projeto físico de indutores e transformadores," Disponível em www.inep.ufsc.br, março do 2002, Florianópolis.
- [37] Hugo Andrés Ramírez Ibacache, "Desarrollo de um Cargador-Descargador de Baterías Basado en una Topología Buck/Boost Bidireccional en Corriente para ser Utilizado en un UPS," Informe final para optar al título de Ingeniero Eléctrico, Pontificia Universidad Católica de Valparaíso, noviembre, 2004.
- [38] Felipe Hernández García, "Análise Experimental e Simulação de Sistemas Híbridos Eólico-Fotovoltaico," tese de doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Janeiro, 2004.

- [39] P.J. McChesney, "Solar Electric Power for Instruments at Remote Sites," Open File Report 00-128, University of Washington, USA, 2000. Disponível em w.w.w.geopubs.wr.usgs.gov/open-file/of00-128/of-128.pdf
- [40] L. Gao, S. Liu, and R. A. Dougal, "Dynamic Lithium-Ion Battery Model for System Simulation," Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on, vol. 25, pp. 495-505, 2002.
- [41] Z. M. Salameh, M. A. Casacca, and W. A. Lynch, "A mathematical Model for Lead-Acid Batteries," Energy Conversion, IEEE Transaction on, vol. 7, pp. 93-98, 1992.
- [42] Ricardo Jorge de Araújo Ferreira, "Carro a Energia Solar," Dissertação de Mestrado (versão provisória), Universidade do Porto, Julho, 2008.
- [43] Unipower, "Manual técnico: Bateria Chumbo - ácida selada regulada por Válvula," disponível em www.robocore.net/upload/ManualTecnicoBateria.pdf.
- [44] DUNLOP, J, BOWER, W., HARRINGTON, S., "Perfomance of Battery Charge Controllers: First Year Test Report," IEEE Photovoltaic Specialists Conference, Vol.1, pp. 640-645, 1991.
- [45] Ivo Barbi, "Apostilla de Projeto Físico de Indutores e Transformadores," Universidade Federal de Santa Catarina, março do 2002, Florianópolis, Brasil. Disponível em www.inep.ufsc.br.
- [46] Thornton Eletrônica Ltda, "Catálogo de Ferrite Thornton," Edição 1, 2008, São Paulo, Brasil. Disponível em www.thornton.com.br.
- [47] Ivo Barbi, "Projetos de Fontes Chaveadas," Edição do autor, 2007, Florianópolis, Brasil.
- [48] N. Mohan, T. Undeland and W. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications and Desing," John Wiley & Sons, 1989, New York.
- [49] R. Erickson, D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics," Kluber Academic Publishers, Second Edition, 2000, Massachusetts, USA.

- [50] J. A. Pomilio, "Fontes Chaveadas," Universidade Estadual de Campinas, 2008, Campinas, Brasil.
- [51] H. D. Venable "The k-factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis," Proc. of Powercon 10, March 22-24, 1983, San Diego, USA.
- [52] Duan, Y., Jin, H. "Digital Controller Design for Switchmode Power Converters," Proc. IEEE APEC'99, 1999, pp.967–973.
- [53] Isofoton, "Manual técnico painel I-80 NP," disponível em www.Isofoton.com.
- [54] John A. Duffie, William A. Beckman "Solar Engineering of Thermal Processes," John Wiley & Sons, Inc. Second Edition, 1991, USA.
- [55] A. Ortega, R. Escobar, H. Vidal, S. Luna de Abreu, S. Colle, "Avaliação do Recurso Solar no Chile," II Congresso Brasileiro de Energia Solar e III Conferência Regional Latino-Americana da ISES, Florianópolis, 18 a 21 de novembro de 2008.

Apêndice

A) Procedimento de ajuste do painel fotovoltaico

A expressão para a corrente fornecida pela célula (A.1), não se pode resolver algebricamente, devido a que a corrente I não pode ser isolada. Além disso, devem ser consideradas a radiação e a temperatura como parâmetros de entrada.

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

Onde:

V : Tensão nos terminais de saída da célula.

I : Corrente fornecida por uma célula.

I_{ph} : Fotocorrente.

I_r : Corrente de saturação reversa da célula.

R_p : Resistência paralelo intrínseca da célula.

R_s : Resistência série intrínseca da célula.

n : Fator de idealidade da junção.

T : Temperatura ambiente (K).

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

k : Constante de Boltzmann $1.38 \times 10^{-23} \text{ J / K}$

Os valores de I_{ph} e I_r são calculados por (A.2) e (A.3) respectivamente extraídas de [14].

$$I_r = I_{rr} \cdot \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 \cdot e^{\left[\frac{q \cdot E_G}{n \cdot k} \cdot \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right]} \quad (\text{A.2})$$

$$I_{ph} = [I_{SC} + \alpha \cdot (T - T_r)] \cdot \frac{P_{sun}}{1000} \quad (\text{A.3})$$

Onde:

I_{SC} : Corrente de curto-circuito da célula.

α : Coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito da célula.

T_r : Temperatura de referência.

P_{sun} : Radiação incidente.

I_{rr} : Corrente de saturação reversa na temperatura de referência.

E_G : Energia do band-gap do silício 1.1 (eV)

A única incógnita que fica por ser calculada é I_{rr} , as demais são estimadas ou obtidas do catálogo do fabricante. Sabe-se que quando $I = 0$, a tensão de circuito aberto por célula é igual à tensão fornecida pelo painel ($V_{OC} = V$). Adotando este ponto da curva I-V e fazendo a temperatura ambiente igual à temperatura de referência ($T = T_r$), obtem-se a relação (A.4) para I_{rr} .

$$I_{rr} = \frac{I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_P}}{e^{\frac{qV_{OC}}{n \cdot k \cdot T_r}} - 1} \quad (A.4)$$

Para a solução da equação (A.1) escolhe-se o método de Newton-Raphson. A equação (A.5) mostra o método em notação matemática.

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (A.5)$$

Onde:

n : n-ésima iteração do algoritmo

$f(x_n)$: função f avaliada em x_n

$f'(x_n)$: derivada da função f avaliada em x_n

É preciso modificar a equação (A.1) para a implementação do algoritmo. A expressão (A.6) mostra essa modificação.

$$f(I) = -I + I_{ph} - I_r \cdot \left[e^{\frac{q(V+I \cdot R_s)}{n \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \quad (A.6)$$

A derivada de (1.6) é mostrada em (1.7)

$$f'(I) = -1 - I_r \cdot e^{\frac{q(V+I \cdot R_s)}{n \cdot k \cdot T}} \cdot \frac{q \cdot R_s}{n \cdot k \cdot T} - \frac{R_s}{R_p} \quad (A.7)$$

A variável I , inicia-se com valor 0 e é utilizada num processo iterativo que aproxima a equação (A.1) de sua raiz. Os parâmetros ainda não definidos são fixados de acordo as recomendações tiradas de [16]

$$n = 1.2$$

$$R_s < 10m\Omega$$

$$R_p < 20\Omega$$

Para ajustar as resistências intrínsecas do módulo faz-se uma rotina em Matlab, a partir do programa determina-se que as resistências parasitas são $R_p = 0.46\Omega$ e $R_s = 7m\Omega$. O procedimento para chegar a esses valores é descrito a seguir:

- 1) Fixa-se o valor de R_p em 20Ω .
- 2) Começando com R_s em $1m\Omega$, vai-se aumentando o valor da resistência série, até que a curva I-V fornecida pelo fabricante fique com a mesma pendente após o MPP.
- 3) Reduz-se o valor de R_p até que a potência seja igual ao do MPP.
- 4) Conferir que na curva P-V o valor de tensão no MPP coincida com o valor do catálogo, de ocorrer isso, conclui-se o processo.
- 5) Se a tensão não for a desejada, deslocar o MPP para a esquerda aumentando R_p e R_s ou deslocar para a direita diminuindo R_p e R_s .

A Figura A.1 mostra as famílias de curvas I-V para o painel isofoton I-80 NP fornecidas pelo fabricante [53] para uma radiação incidente de 1000 W/m^2 e distintas temperaturas. A Figura A.2 mostra as mesmas curvas para as mesmas condições climáticas obtidas a partir do modelo gerado. Pode-se verificar a adequação do modelo às curvas do fabricante.

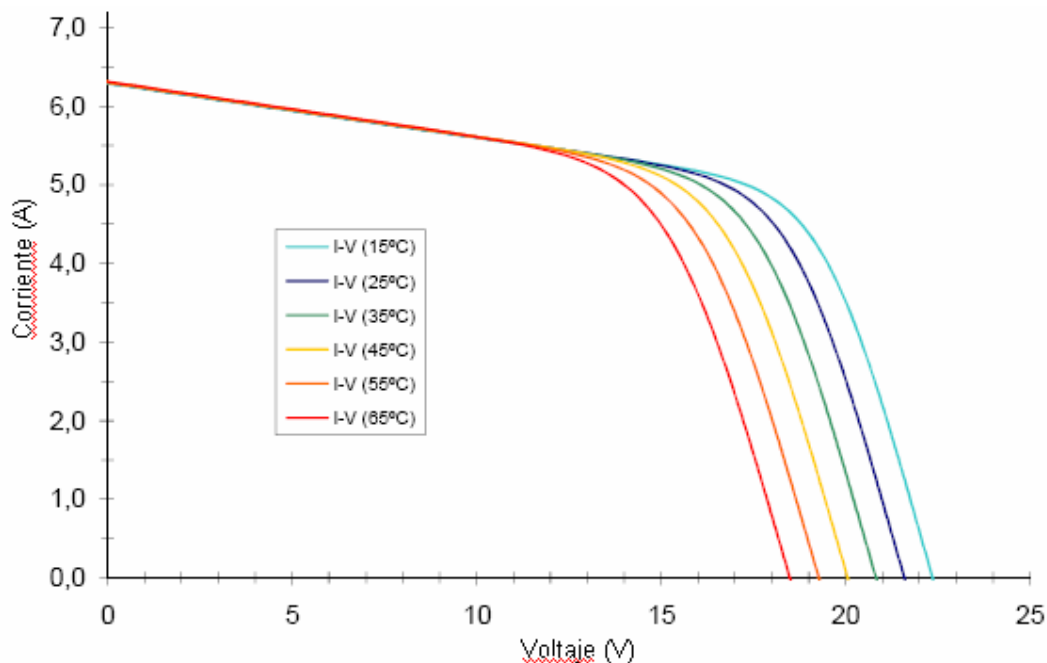


Figura A.1. Família de curvas I-V para o painel Isofoton I-80 tiradas do seu datasheet.

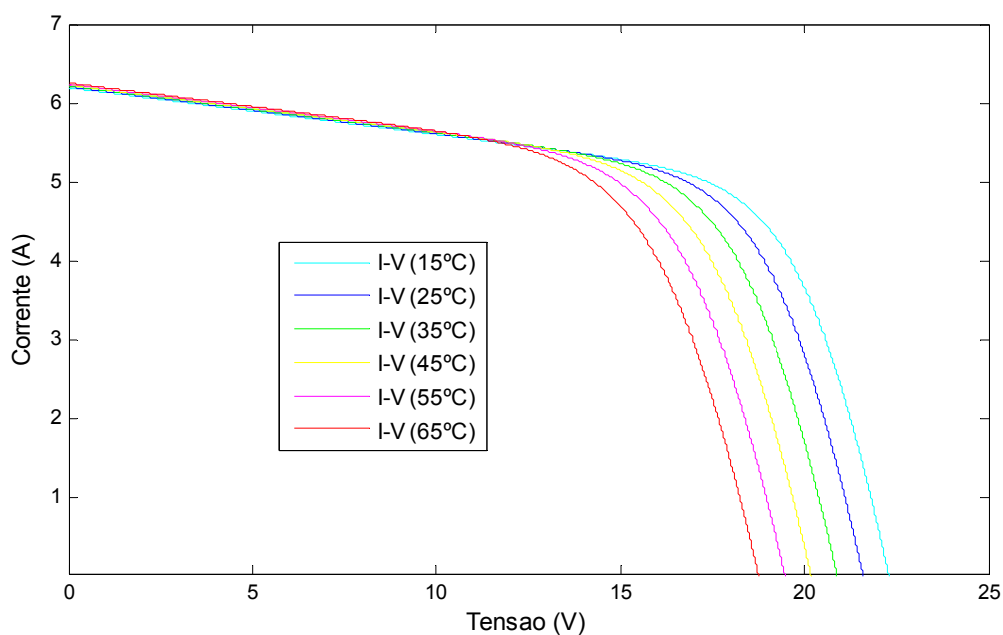


Figura A.2. Família de curvas I-V geradas pelo modelo.

B) Modelagem do conversor Buck

B.1) Modelo médio do conversor

A Figura B.1 mostra o circuito elétrico do conversor Buck utilizado na obtenção do seu modelo linear. Nele foram considerados a chave e o diodo como dispositivos ideais. Também foram incluídos os efeitos das perdas ôhmicas no indutor (R_L), e a resistência série equivalente do capacitor (R_{SE}). A tensão fornecida pelo arranjo fotovoltaico para o conversor é representada pela fonte de tensão (V_{PV}). O banco de baterias é simulado como uma carga resistiva (R). Também foi modelada a perturbação na corrente de carga (i_p).

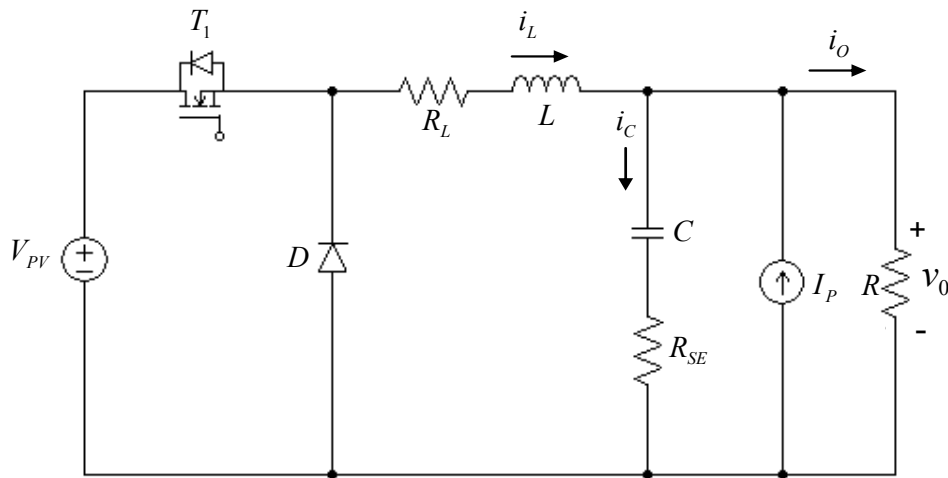


Figura B.1. Circuito do conversor Buck usado na modelagem.

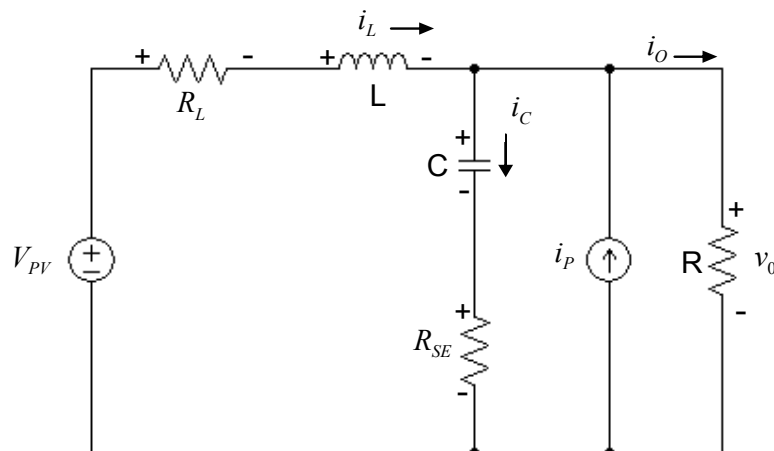


Figura B.2. Circuito para o conversor Buck quando a chave esta conduzindo.

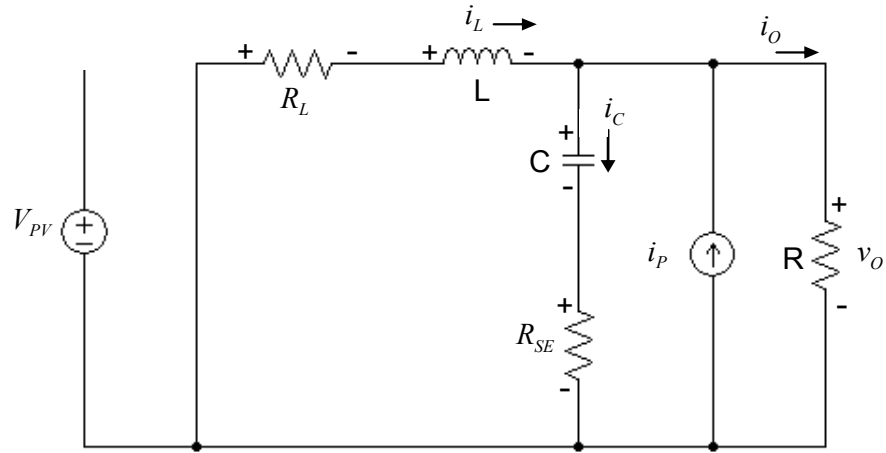


Figura B.3. Circuito para o conversor Buck quando a chave esta bloqueada.

Atendendo ao esquema elétrico, representado na Figura B.1, as variáveis de estado, saídas e entradas são escolhidas conforme a Tabela B.1.

Tabela B.1. Definição das variáveis para o modelo de estado

Variáveis de estado	Entradas	Saídas
$x_1 = i_L$	V_{PV}	$y_1 = v_O$
$x_2 = v_C$	d	$y_2 = i_L$
	i_P	

Considera-se a chave conduzindo (Figura B.2). Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes tem-se:

$$x_1 = C\dot{x}_2 + i_O - i_P \quad (\text{B.1})$$

Onde:

$$i_O = \frac{v_O}{R} \quad (\text{B.2})$$

Substituindo (B.2) em (B.1) tem-se:

$$x_1 = C\dot{x}_2 + \frac{v_0}{R} - i_P \quad (\text{B.3})$$

Onde:

$$v_0 = x_2 + C\dot{x}_2 R_{SE} \quad (\text{B.4})$$

Substituindo (B.4) em (B.3) tem-se:

$$x_1 = C\dot{x}_2 + \frac{x_2 + C\dot{x}_2 R_{SE}}{R} - i_P \quad (\text{B.5})$$

Isolando \dot{x}_2 de (B.5) tem-se:

$$\dot{x}_2 = \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot x_1 - \frac{1}{C(R + R_{SE})} \cdot x_2 + \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot i_P \quad (\text{B.6})$$

Aplicando a lei de Kirchhoff de tensão tem-se:

$$V_{PV} = x_1 R_L + L\dot{x}_1 + x_2 + C\dot{x}_2 R_{SE} \quad (\text{B.7})$$

Substituindo (B.6) em (B.7) tem-se:

$$V_{PV} = x_1 R_L + L\dot{x}_1 + x_2 + CR_{SE} \left(\frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot x_1 - \frac{1}{C(R + R_{SE})} \cdot x_2 + \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot i_P \right) \quad (\text{B.8})$$

Isolando \dot{x}_1 de (B.8) tem-se:

$$\dot{x}_1 = \frac{V_{PV}}{L} - \frac{1}{L} \left(\frac{R_L(R + R_{SE}) + R_{SE}R}{R_{SE} + R} \right) x_1 + \frac{1}{L} \left(\frac{-R}{R + R_{SE}} \right) x_2 - \frac{R_{SE}R}{L(R_{SE} + R)} \cdot i_P \quad (\text{B.9})$$

As saídas para este subintervalo são:

$$y_1 = v_0 = C\dot{x}_2 R_{SE} + x_2 \quad (\text{B.10})$$

$$y_2 = i_L = x_1 \quad (\text{B.11})$$

Substituindo (B.6) em (B.10) tem-se:

$$y_1 = CR_{SE} \left[\frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot x_1 - \frac{1}{C(R + R_{SE})} \cdot x_2 + \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot i_P \right] + x_2 \quad (\text{B.12})$$

Ordenando (B.12) tem-se:

$$y_1 = \frac{R_{SE}R}{R_{SE} + R} \cdot x_1 + \frac{R}{R_{SE} + R} \cdot x_2 + \frac{R_{SE}R}{R_{SE} + R} \cdot i_P \quad (\text{B.13})$$

Reescrevendo (B.6) e (B.9) na forma matricial $\dot{x} = A_1x + B_1u$ e (B.11) e (B.13) na forma matricial $y = C_1x + E_1u$ tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_L(R + R_{SE}) + R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} & -\frac{R}{L \cdot (R + R_{SE})} \\ \frac{R}{C \cdot (R + R_{SE})} & -\frac{1}{C \cdot (R + R_{SE})} \end{bmatrix}}_{A_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} \\ 0 & \frac{R}{C(R + R_{SE})} \end{bmatrix}}_{B_1} \begin{bmatrix} V_{PV} \\ i_P \end{bmatrix} \quad (\text{B.14})$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_{SE}R}{R + R_{SE}} & \frac{R}{R + R_{SE}} \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{SE}R}{R + R_{SE}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{E_1} \begin{bmatrix} V_{PV} \\ i_P \end{bmatrix} \quad (\text{B.15})$$

O segundo estado corresponde à chave desligada (Figura B.3). Aplicando a lei de Kirchhoff da corrente tem-se:

$$x_1 = C\dot{x}_2 + i_O - i_P \quad (\text{B.16})$$

Onde:

$$i_O = \frac{v_O}{R} \quad (\text{B.17})$$

Substituindo (B.17) em (B.16) tem-se:

$$x_1 = C\dot{x}_2 + \frac{v_0}{R} - i_P \quad (\text{B.18})$$

Onde:

$$v_0 = x_2 + C\dot{x}_2 R_{SE} \quad (\text{B.19})$$

Substituindo (B.19) em (B.18) tem-se:

$$x_1 = C\dot{x}_2 + \frac{x_2 + C\dot{x}_2 R_{SE}}{R} - i_P \quad (\text{B.20})$$

Isolando \dot{x}_2 de (B.20) tem-se:

$$\dot{x}_2 = \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot x_1 - \frac{1}{C(R + R_{SE})} \cdot x_2 + \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot i_P \quad (\text{B.21})$$

Aplicando a lei de Kirchhoff de tensão tem-se:

$$0 = x_1 R_L + L\dot{x}_1 + x_2 + C\dot{x}_2 R_{SE} \quad (\text{B.22})$$

Substituindo (B.21) em (B.22) tem-se:

$$0 = x_1 R_L + L\dot{x}_1 + x_2 + CR_{SE} \left(\frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot x_1 - \frac{1}{C(R + R_{SE})} \cdot x_2 + \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot i_P \right) \quad (\text{B.23})$$

Isolando \dot{x}_1 de (B.23) tem-se:

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L} \left(\frac{R_L(R + R_{SE}) + R_{SE}R}{R_{SE} + R} \right) x_1 + \frac{1}{L} \left(\frac{-R}{R + R_{SE}} \right) x_2 - \frac{R_{SE}R}{L(R_{SE} + R)} \cdot i_P \quad (\text{B.24})$$

As saídas para este subintervalo são:

$$y_1 = v_0 = C\dot{x}_2 R_{SE} + x_2 \quad (\text{B.25})$$

$$y_2 = i_L = x_1 \quad (\text{B.26})$$

Substituindo (B.21) em (B.25) tem-se:

$$y_1 = CR_{SE} \left[\frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot x_1 - \frac{1}{C(R + R_{SE})} \cdot x_2 + \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot i_P \right] + x_2 \quad (\text{B.27})$$

Ordenando (B.27) tem-se:

$$y_1 = \frac{R_{SE}R}{R_{SE} + R} \cdot x_1 + \frac{R}{R_{SE} + R} \cdot x_2 + \frac{R_{SE}R}{R_{SE} + R} \cdot i_P \quad (\text{B.28})$$

Reescrevendo (B.21) e (B.24) na forma matricial $\dot{x} = A_2x + B_2u$ e (B.26) e (B.28) na forma matricial $y = C_2x + E_2u$ tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_L(R + R_{SE}) + R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} & -\frac{R}{L \cdot (R + R_{SE})} \\ \frac{R}{C \cdot (R + R_{SE})} & -\frac{1}{C \cdot (R + R_{SE})} \end{bmatrix}}_{A_2} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} \\ 0 & \frac{R}{C(R + R_{SE})} \end{bmatrix}}_{B_2} \begin{bmatrix} V_{PV} \\ i_P \end{bmatrix} \quad (\text{B.29})$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_{SE}R}{R + R_{SE}} & \frac{R}{R + R_{SE}} \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_2} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{SE}R}{R + R_{SE}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{E_2} \begin{bmatrix} V_{PV} \\ i_P \end{bmatrix} \quad (\text{B.30})$$

As matrizes médias se determinam da seguinte forma [49]:

$$A = DA_1 + (1 - D)A_2 \quad (\text{B.31})$$

$$B = DB_1 + (1 - D)B_2 \quad (\text{B.32})$$

$$C = DC_1 + (1 - D)C_2 \quad (\text{B.33})$$

$$E = DE_1 + (1 - D)E_2 \quad (\text{B.34})$$

Substituindo A_1 , A_2 , B_1 , B_2 , C_1 , C_2 , E_1 , E_2 em (B.31), (B.32), (B.33) e (B.34) obtêm-se o modelo médio do conversor Buck.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_L(R + R_{SE}) + R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} & -\frac{R}{L \cdot (R + R_{SE})} \\ \frac{R}{C \cdot (R + R_{SE})} & -\frac{1}{C \cdot (R + R_{SE})} \end{bmatrix}}_A + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{D}{L} & -\frac{R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} \\ 0 & \frac{R}{C(R + R_{SE})} \end{bmatrix}}_B \begin{bmatrix} V_{PV} \\ i_P \end{bmatrix} \quad (\text{B.35})$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_{SE}R}{R + R_{SE}} & \frac{R}{R + R_{SE}} \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_C + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{SE}R}{R + R_{SE}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_D \begin{bmatrix} V_{PV} \\ i_P \end{bmatrix} \quad (\text{B.36})$$

O vetor de estados no ponto quiescente pode-ser determinado da seguinte forma [49]:

$$X = -A^{-1}BU \quad (\text{B.37})$$

Substituindo as matrizes A e B em (B.37) tem-se que o vetor no ponto quiescente é:

$$X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{DV_{PV} - i_P R}{R_L + R} \\ \frac{(DV_{PV} + i_P R_L)R}{R_L + R} \end{bmatrix} \quad (\text{B.38})$$

B.2) Modelo linearizado do conversor Buck

As equações de estado do modelo para pequeno sinal podem ser determinadas da seguinte maneira [49].

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{u} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d} \quad (\text{B.39})$$

$$\hat{y} = C\hat{x} + E\hat{u} + [(C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U]\hat{d} \quad (\text{B.40})$$

Ao substituir as matrizes $A, A_1, A_2, B, B_1, B_2, C, C_1, C_2, E, E_1, E_2$ em (B.39) tem-se:

$$\dot{\hat{x}}_1 = -\frac{R_L(R + R_{SE}) + R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} \cdot \hat{x}_1 - \frac{R}{L(R + R_{SE})} \cdot \hat{x}_2 + \frac{D}{L} \cdot \hat{V}_{PV} + \frac{V_{PV}}{L} \cdot \hat{d} - \frac{R_{SE}R}{L(R + R_{SE})} \cdot \hat{i}_P \quad (\text{B.41})$$

$$\dot{\hat{x}}_2 = \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot \hat{x}_1 - \frac{1}{C(R + R_{SE})} \cdot \hat{x}_2 + \frac{R}{C(R + R_{SE})} \cdot \hat{i}_P \quad (\text{B.42})$$

As equações (B.41) e (B.42) podem ser reescritas na forma matricial mostrada a seguir:

$$\dot{\hat{x}}(t) = \hat{A}\hat{x}(t) + \hat{B}\hat{u}(t) \quad (\text{B.43})$$

Onde \hat{A}, \hat{B} podem ser definidas como as matrizes médias para o modelo de pequeno sinal.

Aplicando a transformada de Laplace à equação (B.43) tem-se:

$$s\hat{x}(s) = \hat{A}\hat{x}(s) + \hat{B}\hat{u}(s) \quad (\text{B.44})$$

Assim:

$$\hat{G}(s) = \frac{\hat{x}(s)}{\hat{u}(s)} = (s \cdot I - \hat{A})^{-1} \cdot \hat{B} \quad (\text{B.45})$$

A matriz $\hat{G}(s)$ pode ser definida como a matriz de transferência de pequeno sinal.

$$\hat{x}(s) = \hat{G}(s) \cdot \hat{u}(s) = \begin{bmatrix} \hat{i}_L(s) \\ \hat{v}_C(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{G}_{11} & \hat{G}_{12} & \hat{G}_{13} \\ \hat{G}_{21} & \hat{G}_{22} & \hat{G}_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{PV}(s) \\ \hat{d}(s) \\ \hat{i}_P(s) \end{bmatrix} \quad (\text{B.46})$$

Onde:

$$\hat{G}_{11}(s) = \hat{G}_{iPV}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{V}_{PV}(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0}^{\hat{i}_P(s)=0} \quad (\text{B.47})$$

$$\hat{G}_{12}(s) = \hat{G}_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{V}_{PV}(s)=0}^{\hat{i}_P(s)=0} \quad (\text{B.48})$$

$$\hat{G}_{13}(s) = \hat{G}_{iP}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_P(s)} \right|_{\hat{V}_{PV}(s)=0}^{\hat{d}(s)=0} \quad (\text{B.49})$$

$$\hat{G}_{21}(s) = \hat{G}_{vPV}(s) = \left. \frac{\hat{v}_C(s)}{\hat{V}_{PV}(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0}^{\hat{i}_P(s)=0} \quad (\text{B.50})$$

$$\hat{G}_{22}(s) = \hat{G}_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_C(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{V}_{PV}(s)=0}^{\hat{i}_P(s)=0} \quad (\text{B.51})$$

$$\hat{G}_{23}(s) = \hat{G}_{vP}(s) = \left. \frac{\hat{v}_C(s)}{\hat{i}_P(s)} \right|_{\hat{V}_{PV}(s)=0}^{\hat{d}(s)=0} \quad (\text{B.52})$$

Reescrevendo as equações (B.41) e (B.42) na forma matricial $\hat{\dot{x}}(t) = \hat{A}\hat{x}(t) + \hat{B}\hat{u}(t)$ tem-se:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_L(R+R_{SE})+R_{SE}R}{L(R+R_{SE})} & -\frac{R}{L \cdot (R+R_{SE})} \\ \frac{R}{C \cdot (R+R_{SE})} & -\frac{1}{C \cdot (R+R_{SE})} \end{bmatrix}}_{\hat{A}} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{D}{L} & \frac{V_{PV}}{L} & -\frac{R_{SE}R}{L(R+R_{SE})} \\ 0 & 0 & \frac{R}{C(R+R_{SE})} \end{bmatrix}}_{\hat{B}} \begin{bmatrix} \hat{V}_{PV} \\ \hat{d} \\ \hat{i}_P \end{bmatrix} \quad (B.53)$$

Com o auxílio de uma rotina feita em Matlab utilizando variáveis simbólicas foi desenvolvida a expressão (B.45) os resultados são mostrados a continuação:

$$\hat{G}_{iPV}(s) = \frac{s(CRD + DR_{SE}C) + D}{s^2LC(R+R_{SE}) + s(R_LCR + R_LCR_{SE} + RCR_{SE} + L) + R_L + R} \quad (B.54)$$

$$\hat{G}_{id}(s) = \frac{s(CR + R_{SE}C)V_{PV} + V_{PV}}{s^2LC(R+R_{SE}) + s(R_LCR + R_LCR_{SE} + RCR_{SE} + L) + R_L + R} \quad (B.55)$$

$$\hat{G}_{iP}(s) = \frac{-sR_{SE}CR - R}{s^2LC(R+R_{SE}) + s(R_LCR + R_LCR_{SE} + RCR_{SE} + L) + R_L + R} \quad (B.56)$$

$$\hat{G}_{vPV}(s) = \frac{RD}{s^2LC(R+R_{SE}) + s(R_LCR + R_LCR_{SE} + RCR_{SE} + L) + R_L + R} \quad (B.57)$$

$$\hat{G}_{vd}(s) = \frac{V_{PV}R}{s^2LC(R+R_{SE}) + s(R_LCR + R_LCR_{SE} + RCR_{SE} + L) + R_L + R} \quad (B.58)$$

$$\hat{G}_{vP}(s) = \frac{R(R_L + L)}{s^2LC(R+R_{SE}) + s(R_LCR + R_LCR_{SE} + RCR_{SE} + L) + R_L + R} \quad (B.59)$$

Para a determinação da função de transferência que relaciona a corrente no indutor com a tensão de saída, foi considerada a entrada i_P nulo, assim de (B.36) a tensão na saída pode ser escrita como:

$$v_O = \frac{R_{SE}R}{R_{SE} + R} \cdot i_L + \frac{R}{R_{SE} + R} \cdot v_C \quad (B.60)$$

Em termos de v_C a tensão na saída é:

$$v_0 = x_2 + C\dot{x}_2 R_{SE} \quad (\text{B.61})$$

Aplicando a transformada de Laplace a (B.61) tem-se:

$$v_0(s) = v_C(s) + Cs v_C(s) R_{SE} \quad (\text{B.62})$$

Isolando v_C de (B.62) tem-se:

$$v_C(s) = \frac{v_0(s)}{CR_{SE}s + 1} \quad (\text{B.63})$$

Substituindo (B.63) em (B.60) se obtém a função de transferência $v_0(s)/i_L(s)$.

$$G_{oi}(s) = \frac{v_0(s)}{i_L(s)} = \frac{R(sCR_{SE} + 1)}{Cs(R + R_{SE}) + 1} \quad (\text{B.64})$$

C) Modulação por largura de pulso

O circuito PWM é quem converte o sinal de referência no sinal de comando (razão cíclica $d(t)$), este sinal de comando é obtido, de modo analógico, pela comparação de um sinal de controle $v_c(t)$ (modulante) com uma onda periódica (portadora), como pode ser por exemplo uma onda dente de serra $v_{saw}(t)$. Na Figura C.1 pode se observar que o ciclo de trabalho é uma função linear do sinal de controle, ou seja:

$$d(t) = \frac{v_c(t)}{V_M} \quad (C.1)$$

Onde V_M corresponde à amplitude da onda portadora. Aplicando a transformada de Laplace a (C.1) obtém-se a função de transferência do circuito PWM.

$$\frac{d(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{V_M} \quad (C.2)$$

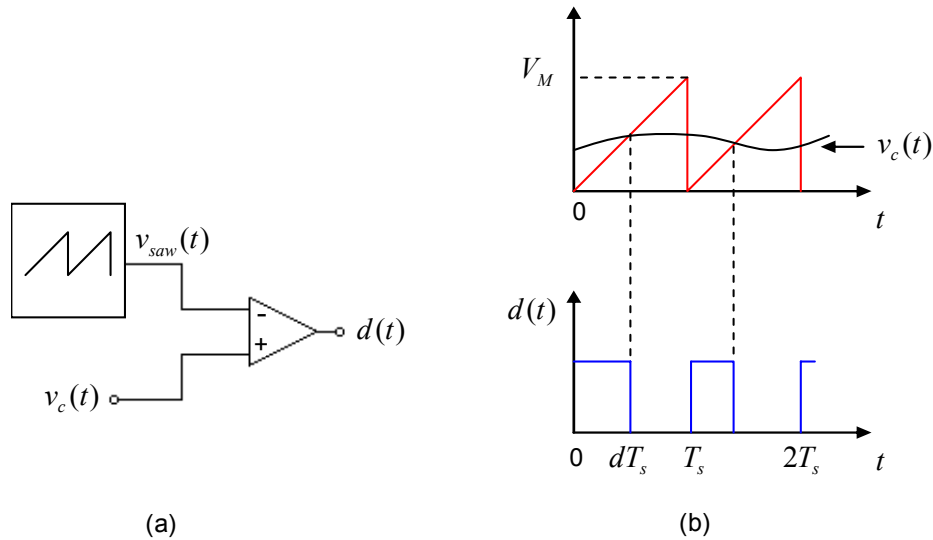


Figura C.1 (a) Esquema para um modulador PWM. (b) Formas de onda do circuito PWM.

D) Rotina para simulação do painel implementada em Matlab

```

function Ipa=Pv(Vpa,S,T)

%ajuste da característica I-V

Rs=0.007;
Rp=0.46;
Ms=2; %Número de módulos em série
Mp=1; %Número de módulos em paralelo

%dados da ficha técnica do painel

Ns=36;      %células em série no módulo
Voc=21.6;   %tensão de circuito aberto
Voc=Voc/Ns;
Isc=6.3;    %Corrente de curto circuito por célula
a=1.18e-3;  %Coeficiente de temperatura de Isc (A/°C)

%constantes

n=1.2;      %fator de idealidade
k=1.38e-23; %constante de boltzmann
q=1.6e-19;  %carga do elétron
EG=1.1;     %Energia da banda proibida
Tr=273+25;  %Temperatura de referência, 298°K

%cálculos

T=273+T;
Vt=n*k*T/q;
V=Vpa/Ns/Ms;
Iph=(Isc+a*(T-Tr))*S/1000;
Irr=(Isc-Voc/Rp)/(exp(q*Voc/n/k/Tr)-1);
Ir=Irr*(T/Tr)^3*exp(q*EG/n/k*(1/Tr-1/T));

I=0;
for j=1:5;
    I=I-(Iph-I-Ir*(exp((V+I*Rs)/Vt)-1)-(V+I*Rs)...
        /Rp)/(-1-Ir*exp((V+I*Rs)/Vt)*Rs/Vt-Rs/Rp);
end

Ipa=I*Mp;    %Saída de corrente

```

E) Radiação solar horária média mensal

Os piranômetros são os instrumentos que fazem a medição de radiação solar incidente na superfície da terra. Em geral é muito difícil fazer uma predição da atenuação atmosférica, precisada para estimar a radiação solar futura, devido a que a adequada informação meteorológica é raramente disponível. Em lugar de intentar predizer o desempenho futuro de um processo solar, usa-se os dados passados dos nível de radiação para a localidade em questão, ou de uma localidade de clima parecido que fique perto dela.

Os dados de radiação solar são utilizados de varias formas e para distintos propósitos. A informação disponível mais detalhada é a radiação direta e difusa em uma superfície horizontal, por hora, a qual é muito importante para a simulação de processos solares. Existe poucos dados de radiação numa superfície inclinada, o em faixas de tempo mais curtos. Os dados diários estão geralmente disponível, e são utilizados para estimar a radiação horária. A radiação solar média mensal numa superfície horizontal podem ser usados por alguns métodos na projeção de processos solares. Porém como os processos geralmente são não lineares em relação à radiação solar, podem ocorrer grandes erros, se essas não linearidades, não são consideradas. Em tais casos utiliza-se métodos estatísticos para trabalhar os dados. A Figura E.1 mostra a curva típica de radiação solar total incidente sobre uma superfície horizontal para um dia de céu claro, tirada de [54].

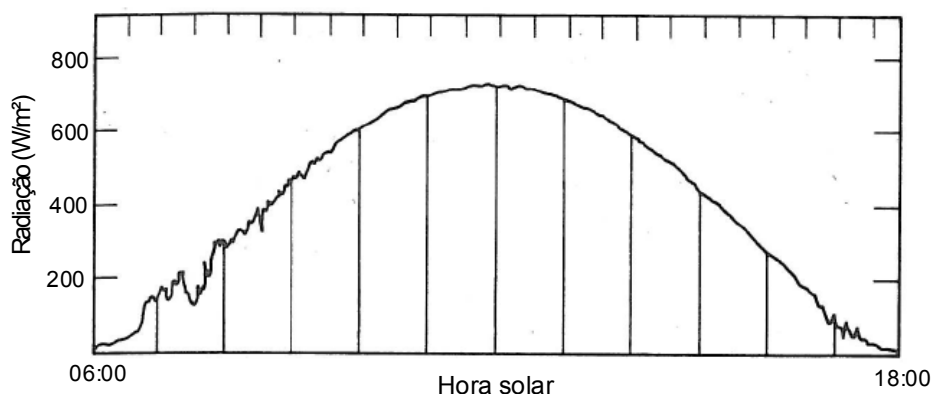


Figura E.1. Curva típica de radiação solar total sobre uma superfície horizontal para um dia de céu claro [54].

Para estimar a radiação média horária incidente e seus componentes direta e difusa existem vários métodos na literatura, neste trabalho foi utilizado o método proposto por Collares – Pereira [54]. A continuação mostra-se um exemplo de cálculo da radiação solar total média mensal em função da hora solar, no plano horizontal, entre as 10 e 11 horas para o mês de Janeiro em Belo Horizonte. Segundo Collares – Pereira a radiação solar horária média mensal total (difusa mais direta) no plano horizontal pode ser estimada pela seguinte equação.

$$I_t = \frac{\pi \cdot (a + b \cdot \cos(\omega))}{24} \cdot \left[\frac{\cos(\omega) - \cos(\omega_s)}{\sin(\omega_s) - \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \omega_s}{360} \right) \cdot \cos(\omega_s)} \right] \cdot H \quad (E.1)$$

Onde:

H : radiação diária media mensal (MJ/m²H).

ω : hora angular. (15° por hora)

ω_s : hora angular do pôr do sol do mês a calcular.

As constantes a e b são dadas por:

$$a = 0.409 + 0.5016 \cdot \sin(\omega_s - 60) \quad (E.2)$$

$$b = 0.6609 - 0.4767 \cdot \sin(\omega_s - 60) \quad (E.3)$$

Para este exemplo:

$$\omega_s = 99.75^\circ \text{ (pôr do sol para dia meio em Janeiro ou 18.39 P.M) (tabela E.2)}$$

$$H = 18.96 \text{ (tabela E.2)}$$

Para o ângulo que representa a faixa de 10 a 11 horas se utiliza o correspondente ao valor médio dessa hora, ou seja, para 10:30 corresponde $\omega = -22.5^\circ$, (valores negativos correspondem a horários antes do meio dia). Substituindo ω_s em (E.1) e (E.2) tem-se:

$$a = 0.409 + 0.5016 \cdot \sin(99.75 - 60) = 0.7297 \quad (E.4)$$

$$b = 0.6609 - 0.4767 \cdot \sin(99.75 - 60) = 0.3560 \quad (E.5)$$

Substituindo a , b , ω_s , ω e H em (E.1) determina-se a radiação solar horária média mensal.

$$I_t = \frac{\pi \cdot [0.7297 + 0.3560 \cos(-22.5)]}{24} \cdot \left[\frac{\cos(-22.5) - \cos(99.75)}{\sin(99.75) - \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 99.75}{360} \right) \cdot \cos(99.75)} \right] \cdot 18.96 \quad (\text{E.6})$$

$$I_t = 0.1190 \cdot 18.96 = 2.2574 (\text{MJ}/\text{m}^2 \text{H}) \quad (\text{E.7})$$

$$I_t = 2.2574 \cdot 10^6 (\text{J}/\text{m}^2) / 3600 (\text{seg}) = 627 (\text{W}/\text{m}^2) \quad (\text{E.8})$$

Na Tabela E.1 são apresentados os valores de radiação solar horária média mensal calculados para o mês de Agosto para Belo Horizonte, usando a mesma metodologia do exemplo anteriormente apresentado. A Figura E.2 apresenta os mesmos dados graficamente.

Tabela E.1. Distribuição da radiação solar horária média mensal no plano horizontal para Belo Horizonte no mês de Agosto.

Horário	It (W/m ²)
6-7	23.33
7-8	152.52
8-9	300.58
9-10	444.02
10-11	558.47
11-12	623.33
12-13	626.52
13-14	567.47
14-15	457.16
15-16	315.55
16-17	166.86
17-18	34.027

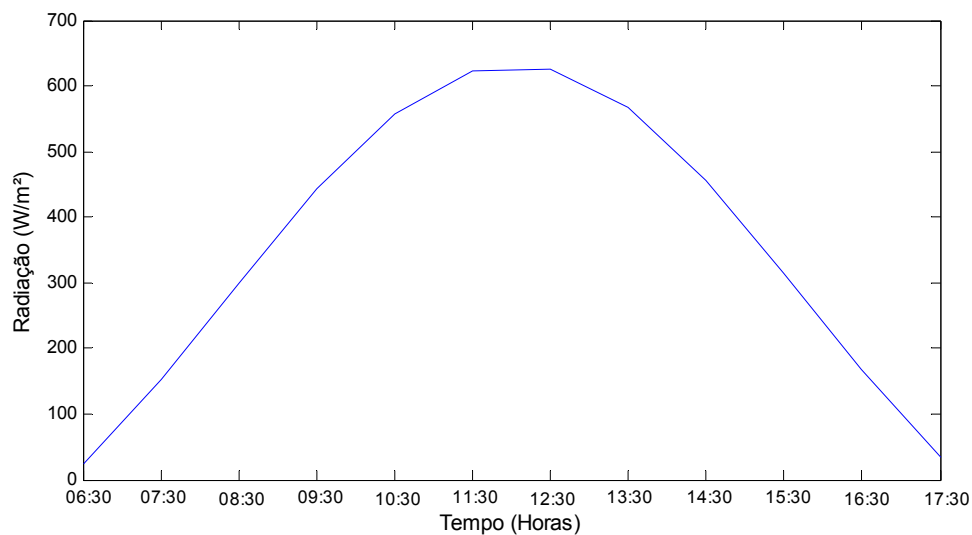


Figura E.2. Distribuição da radiação solar horária média mensal no plano horizontal para Belo Horizonte no mês de Agosto.

Tabela E.2. Condições meteorológicas para a cidade de Belo Horizonte, dados em base média mensal.

Mês	ω_s (Pôr do sol) (°)	H (MJ/m²H)
Jan	99.75	18.96
Feb	96.00	17.77
Mar	91.75	18.62
Abr	87.75	16.49
Mai	84.50	14.53
Jun	83.00	14.52
Jul	83.50	15.99
Ago	86.25	15.50
Set	90.50	16.32
Out	95.75	19.32
Nov	98.50	18.43
Dec	100.50	17.15