



Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 792

ESTUDO E PROJETO DE UM SIMULADOR DE GERADOR FOTOVOLTAICO

Ricardo Lelis de Souza

DATA DA DEFESA: 01/08/2013



Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica

ESTUDO E PROJETO DE UM SIMULADOR DE GERADOR FOTOVOLTAICO

Ricardo Lelis de Souza

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Porfírio Cabaleiro Cortizo

Belo Horizonte – MG

Agosto de 2013

S729e

Souza, Ricardo Lelis de.

Estudo e projeto de um simulador de gerador fotovoltaico [manuscrito]
/ Ricardo Lelis de Souza. – 2013.
xvi, 62 f., enc.: il.

Orientador: Porfírio Cabaleiro Cortizo.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais,
Escola de Engenharia.

Anexos: f.53-62.

Bibliografia: f. 50-52.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Eletrônica de potência - Teses.
I. Cortizo, Porfírio Cabaleiro. II. Universidade Federal de Minas Gerais.
Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

"Estudo e Projeto de um Simulador de Gerador Fotovoltaico"

Ricardo Lelis de Souza

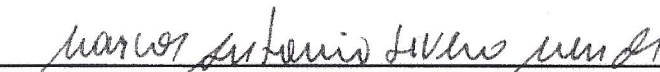
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 01 de agosto de 2013.

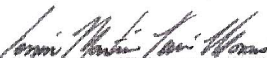
Por:



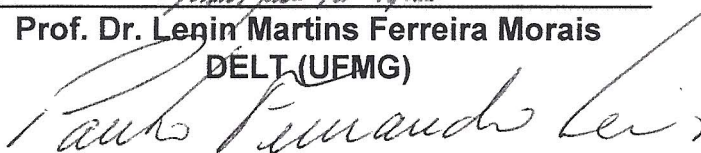
Prof. Dr. Porfírio Cabaleiro Cortizo
DELT (UFMG) - Orientador



Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Moraes
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Paulo Fernando Seixas
DELT (UFMG)

Este trabalho é dedicado à memória de Carlos Antônio de Souza, brasileiro, mineiro, pai e um grande amigo.

Agradecimentos

Agradeço a Deus em primeiro lugar por permitir forças para iniciar e completar mais uma jornada de desafios em minha vida. Agradeço à minha família pelo apoio e compreensão ao longo desta etapa, sobretudo pela minha ausência de convívio na maioria das vezes. Agradeço especialmente ao Professor Porfírio Cabaleiro Cortizo, meu orientador pela dedicação, cortesia e paciência nestes dois anos de convivência acadêmica. Agradeço também ao pessoal do GEP, Grupo de Eletrônica de Potência da UFMG pelo apoio prestado, em especial aos professores Marcos Antônio Severo Mendes, Lênin Martins Ferreira Moraes e Pedro Francisco Donoso Garcia pelo apoio dado na ocasião de curso das disciplinas que formaram a base deste trabalho.

Agradeço também aos colegas mestrandos, companheiros com as quais convivi neste período de estudos. Em especial, ao Waner Silva, Cláudio Henrique, José Osmane Lopes, Igor Vieira, Tiago Dias, Tiago Ribeiro, Rogério Diniz, dentre outros, pela contribuição e ajuda para o desenvolvimento deste trabalho.

*“O período de maior ganho em
conhecimento e experiência é o período
mais difícil da vida de alguém”*

Dalai Lama

Resumo

Este trabalho consiste no estudo e projeto de um simulador de gerador de módulo fotovoltaico baseado no controle de um conversor c.c. do tipo *Buck* que emula a corrente de saída fotovoltaica de um módulo comercial com o objetivo de facilitar ensaios em ambiente laboratorial. Estes simuladores reproduzem em laboratório o comportamento do módulo fotovoltaico nas diversas condições ambientais a que estão sujeitos, permitindo testes repetidos em qualquer estação do ano.

As características nominais de um módulo fotovoltaico são modeladas por meio de uma equação através de simulação computacional que permitem estabelecer a corrente de referência para controlar um conversor c.c. tanto para as condições nominais do módulo em estudo, como para outros valores de irradiação incidente e temperatura.

A partir da modelagem da equação por simulação, são apresentadas duas formas de operação do simulador fotovoltaico.

Para avaliar o simulador fotovoltaico o modelo de equação é testado em simulação com um modelo de um conversor c.c. *Buck*. São realizados os testes de funcionamento do conversor e os resultados dessa simulação validam o projeto para implementação do protótipo em laboratório.

As duas formas de operação do protótipo são enviadas a um DSC – *Digital Signal Controller* através de uma comunicação serial para que seja emulada a corrente de referência do dispositivo que é composto de um conversor *Buck* e uma placa de medição de corrente e tensão.

Para que as características fotovoltaicas sejam emuladas pelo protótipo é proposto o controle do conversor em malha de corrente através de um controlador proporcional-integral com saturação e modulação por largura de pulso.

Os elementos do protótipo são descritos e os resultados são apresentados graficamente pela variação de carga da saída emulando o módulo fotovoltaico.

Palavras Chave: Eletrônica de Potência, Conversor c.c., DSC, Módulo Fotovoltaico.

Abstract

This work consists of the study and design of a photovoltaic module generator simulator based on the control of a DC-DC *Buck* converter that emulates the photovoltaic output current of a commercial module with the purpose of facilitating tests in laboratory environment. These simulators replicate in laboratory the photovoltaic module behavior under the diverse environmental conditions to which they are subject, allowing repeated tests in any season of the year.

The nominal characteristics of a photovoltaic module are modeled by an equation simulated on a computer, allowing the setting of a reference current to control a DC-DC converter both for the nominal conditions of the studied module and for other incidental radiation and temperature values.

From the modeling of the equation through simulation, two operating ways of the photovoltaic simulator are presented.

In order to evaluate the photovoltaic simulator, the equation model is tested through simulation with DC *Buck* converter model. Tests are done to check the proper functioning of the converter and the results of this simulation validate the project for an implementation of the prototype in laboratory.

The two operational ways are sent to a DSC – Digital Signal Controller through a serial communication so that it emulates the reference current of the device is composed of a *Buck* converter and a voltage and current measurement board.

To emulate the photovoltaic characteristics through the prototype, a converter control in current loop is suggested through a proportional-integral controller with saturation and pulse width modulation.

The prototype elements are described and the results are graphically presented by the output charge variation, emulating the photovoltaic module.

Keywords: Power Electronics, DC converter, DSC, Photovoltaic Module.

Sumário

Resumo	iv
Abstract	v
Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xi
Nomenclatura	xii
1. Introdução geral	1
1.1. Contextualização do estudo e motivação.....	1
1.2. Relevância do estudo	3
1.3. Objetivos	4
1.3.1. Objetivos gerais.....	4
1.3.2. Objetivos específicos	4
1.4. Estrutura do texto	4
2. Modelagem do sistema fotovoltaico	5
2.1. Introdução	5
2.2. Contexto de estudos e trabalhos com emuladores de módulos fotovoltaicos.....	5
2.3. Escolha do modelo elétrico de uma célula fotovoltaica	8
2.4. Determinação das equações e dos parâmetros do módulo fotovoltaico.	11
2.5. Determinação das curvas características do módulo fotovoltaico.	12
2.6. Determinação da corrente de referência do módulo fotovoltaico	13
2.7. Conclusões	16
3. Projeto e simulação do conversor	17
3.1. Introdução.....	17
3.2. Parâmetros utilizados para o conversor <i>Buck</i>	19

3.3. Modelo do conversor <i>Buck</i> no espaço de estados	20
3.3.1. Equações no espaço de estados	20
3.3.2. Modelo médio do conversor	21
3.3.3. Modelo linearizado do conversor	24
3.3.4. Função de transferência do conversor.....	26
3.3.5. Função de transferência do PWM e Ganho do sensor de corrente	26
3.3.6. Simplificação dos diagramas de blocos em malha de corrente aberta	27
3.3.7. Projeto do controlador	27
3.4. Simulação do conversor operando como emulador de módulo fotovoltaico	29
3.5. Discretização do controlador	34
3.6. Conclusões	35
4. Desenvolvimento do protótipo do emulador	36
4.1. Introdução	36
4.2. Elementos do protótipo do emulador	36
4.3. Descrição do sistema	37
4.3.1. Implementação da equação de corrente fotovoltaica no microcontrolador	38
4.3.2. Implementação da tabela de pontos I-V e interpolação linear no microcontrolador.....	39
4.4. Conclusões	42
5. Resultados experimentais	43
5.1. Introdução	43
5.2. Resultados da corrente de referência para irradiação de 1000 W/m ² a 298 K (25° C)	44
5.3. Resultados da corrente de referência para irradiação de 500 W/m ² a 298 K (25° C)	45
5.4. Comentários sobre os resultados experimentais.....	46
5.5. Conclusões	47
6. Conclusões finais e proposta de continuidade	48
Referências bibliográficas	50

Apêndice Dimensionamento do conversor <i>Buck</i>	53
A.1. Cálculo da indutância.....	53
A.2. Dimensionamento da chave semicondutora do conversor	55
A.3. Dimensionamento do diodo do conversor	57
A.4. Cálculo térmico dos semicondutores envolvidos	58
A.5. Dimensionamento do capacitor de saída do conversor.....	60
A.6. Dimensionamento do capacitor de entrada.....	62

Lista de Figuras

Figura 2.1 Modelo de célula fotovoltaica considerando perdas por resistências.	9
Figura 2.2 Modelo da célula fotovoltaica considerando dupla exponencial.	10
Figura 2.3 Modelo simplificado da célula fotovoltaica.	10
Figura 2.4 Curvas I-V e P-V obtidas em simulação do módulo fotovoltaico para 1000 W/m ²	14
Figura 2.5 Curvas I-V e P-V em simulação do módulo fotovoltaico para 500 W/m ²	14
Figura 2.6 Curvas nominais I-V obtidas a partir do ajuste dos pontos.	15
Figura 3.1 Topologia do conversor e controlador.	18
Figura 3.2 Circuito equivalente do conversor durante o período dT (chave fechada).	22
Figura 3.3 Circuito equivalente do conversor durante o período (1-dT) (chave aberta).	23
Figura 3.4 Diagrama de blocos da malha de controle de corrente do conversor <i>Buck</i>	26
Figura 3.5 Diagrama de Bode para a malha aberta $G_i(s)$	28
Figura 3.6 Diagrama de Bode do conversor e controlador em malha aberta, $G_iMA(s)$	29
Figura 3.7 Estrutura do modelo do conversor com controle implementado.	30
Figura 3.8 Rastreamento das correntes em simulação: (a) Referência de 1000 W/m ² e (b) Referência de 500 W/m ² (298 K).	31
Figura 3.9 Curvas I-V e P-V do modelo do conversor em simulação para a corrente de referência com 1000 W/m ²	32
Figura 3.10 Curvas I-V e P-V do modelo do conversor em simulação para a corrente de referência com 500 W/m ²	32
Figura 3.11 Curvas I-V e P-V do módulo fotovoltaico I50 marca Isofoton.	33
Figura 3.12 Resposta do emulador a diferentes condições de corrente de carga.	33
Figura 4.1 Diagrama esquemático da placa de amplificadores de medição.	37
Figura 4.2 Diagrama de blocos do protótipo do emulador.	38
Figura 4.3 Fluxograma de envio dos coeficientes do computador ao DSC.	39
Figura 4.4 Gráfico de interpolação linear por semelhança de triângulos.	40
Figura 4.5 Fluxograma de determinação de I_{ref} implementado no DSC.	41
Figura 4.6 Detalhes internos do bloco Operação.	42
Figura 5.1 Topologia da carga eletrônica utilizada para os testes experimentais.	43

Figura 5.2 Saída do emulador experimental para a tensão e corrente em 1000 W/m^2	44
Figura 5.3 Saída do emulador experimental com curvas I-V e P-V para referência de 1000 W/m^2	45
Figura 5.4 Saída do emulador experimental para tensão e corrente em 500 W/m^2	46
Figura 5.5 Saída do emulador experimental com curvas I-V e P-V para referência de 500 W/m^2	46
Figura A.1 Mosfet: (a) Diagrama geral. (b) Representação das capacitâncias parasitas.	55
Figura A.2 Circuito elétrico equivalente ao circuito térmico para semicondutores.	59

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 Módulo ISOFOTON I-50 - Parâmetros nominais	12
Tabela 3.1: Parâmetros do conversor <i>Buck</i>	20
Tabela A.1 Dados do indutor PCV-2-564-02L	54
Tabela A.2 Dados do mosfet modelo IRF540Z.....	57
Tabela A.3 Dados do diodo Schottky do conversor <i>Buck</i>	58
Tabela A.4 Dados do capacitor de saída do conversor <i>Buck</i>	61
Tabela A.5 Dados do capacitor de entrada do conversor <i>Buck</i>	62

Nomenclatura

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ONS	Operador Nacional do Sistema elétrico brasileiro
PCH	Pequena central hidrelétrica
CGH	Central geradora hidrelétrica
GEP	Grupo de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Minas Gerais
I_{SR}	Corrente de saturação reversa da célula
n	Fator de idealidade da junção (1,7)
q	Carga do elétron = $1,6 \times 10^{-19}$ C
k	Constante de Boltzmann = $1,38 \times 10^{-23}$ J/K
T_K	Temperatura da célula na escala absoluta (Kelvin) (K)
R_s	Resistência série do modelo da célula fotovoltaica ($0,01 \Omega$)
I_{SC}	Corrente de curto circuito da célula na temperatura e irradiação de teste padrão ($T_K = 298K$; $\lambda = 1000$ W/m ²)
K_T	Coeficiente de temperatura de curto-circuito da célula (0,001)
λ	Irradiação solar (W/m ²)
T_{Kr}	Temperatura de referência do ensaio padrão em kelvin (298K)
I_{SRO}	Corrente de saturação reversa na temperatura T_{Kr} (5 μ A)
E_G	Energia do bandgap do material da célula de silício ($E_G = 1,1$ eV)
n_p	Número de células em paralelo
n_s	Número de células em série
$v(1)$ e $v(2)$	Vetores de tensão gerados por ajustes de pontos para as condições de irradiações de 1000 W/m ² e 500 W/m ² , respectivamente
R_p	Resistência paralela do modelo da célula fotovoltaica
I_{FG}	Corrente foto gerada relacionada a certo nível de irradiação solar
I_{PVCell}	Corrente de saída da célula fotovoltaica
V_{oc}	Tensão nos terminais de saída de uma célula
TONC	Temperatura normal de operação para a condição da célula fotovoltaica exposta ao sol
v_{am}	Velocidade do ar para ensaios nominais de módulos fotovoltaicos
$I(v)$	Corrente de saída do módulo fotovoltaico obtida por ajuste de pontos

$IPV(\lambda, T_K)$	Modelo da corrente de saída do módulo fotovoltaico como referência do simulador para uma determinada irradiação e uma determinada temperatura absoluta
$v(\lambda, T_K)$	Vetor de tensão gerado por ajuste de pontos do módulo fotovoltaico para corrente de referência a partir de uma determinada irradiação e uma determinada temperatura absoluta
f_{CHAV}	Frequência de chaveamento do conversor <i>Buck</i>
d	Ciclo de trabalho do conversor <i>Buck</i>
T	Período de operação do ciclo de trabalho do conversor <i>Buck</i>
V_o	Tensão de saída do conversor <i>Buck</i>
I_L	de saída do conversor <i>Buck</i>
V_g	Tensão de entrada do conversor <i>Buck</i>
Δ_{iL}	Ondulação de corrente no indutor do conversor <i>Buck</i>
Δ_{vC}	Ondulação de tensão no capacitor de saída do conversor <i>Buck</i>
L	Indutância do conversor <i>Buck</i>
C	Capacitância do conversor <i>Buck</i>
LC	Filtro indutivo-capacitivo do conversor <i>Buck</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
CH_1	Chave semicondutora (Mosfet) do conversor <i>Buck</i>
R_{sh}	Resistência <i>shunt</i> para adequação da corrente de saída do conversor ao patamar da corrente de referência
i_L	Variável de estado da corrente no indutor do conversor <i>Buck</i>
v_C	Variável de estado da tensão no capacitor do conversor <i>Buck</i>
\hat{y}	Perturbação de pequeno sinal no vetor de saída
\hat{x}	Perturbação de pequeno sinal no vetor de estado
\hat{u}	Perturbação de pequeno sinal no vetor de entrada
\hat{d}	Perturbação de pequeno sinal no ciclo de trabalho
\bar{Y}	Ponto quiescente do vetor de saída
\bar{X}	Ponto quiescente do vetor de estado
\bar{U}	Ponto quiescente do vetor de entrada
\bar{D}	Ponto quiescente do ciclo de trabalho
$G_{ild}(s) _{\hat{d}=0}$	Função de transferência de pequeno sinal de i_L em relação à \hat{d} com pequenas variações da tensão de alimentação

$G_{ild}(s) _{\tilde{u}=0}$	Função de transferência de pequeno sinal de i_L em relação à \tilde{d} com pequenas variações do ciclo de trabalho
$K_m(s)$	Função de transferência do modulador PWM
$H(s)$	Função de transferência do sensor de corrente
V_m	Tensão da onda triangular portadora
ω_c	Frequência angular da função de transferência $G_i(s)$ em rad/s
$G_i(s)$	Função de transferência em malha aberta que representa o bloco cascata do conversor, PWM e R_{sh}
PI	Controlador proporcional-integral
k_p	Ganho proporcional do controlador PI
ω_z	Frequência de corte do controlador PI em rad/s
MF	Margem de fase para o projeto do controlador em graus
Φ_F	Ângulo de fase do controlador em graus
k_i	Ganho integral do controlador PI
$G_c(s)$	Função de transferência do controlador PI
$G_{iMA}(s)$	Função de transferência em malha aberta que representa o bloco cascata de $G_i(s)$ e $G_c(s)$
I_{ref}	Corrente de referência do conversor
$G_c(z)$	Função de transferência de $G_c(s)$ discretizada
$y(z)$	Discretização da saída atual de corrente do controlador
$y_{(k-1)}$	Saída discreta anterior de corrente do controlador
$e_{(k)}$	Erro atual discreto da saída de corrente do controlador
$e_{(k-1)}$	Erro anterior discreto da saída de corrente do controlador
f_s	Frequência de amostragem do sinal de controle
t_s	Tempo de amostragem do sinal de controle em modo digital no DSC
DSC	Microcontrolador <i>Digital Signal Controller</i>
ADC	Canal de entrada analógico-digital do DSC
A/D	Conversor analógico-digital
RS232	Padrão de comunicação serial
V_{ADC_A2}	Tensão de leitura para entrada no ADC do microcontrolador
I_{ADC_A3}	Corrente de leitura para entrada no ADC do microcontrolador
R_{Batt}	Resistência externa para adequação da tensão de saída do conversor ao patamar do funcionamento da placa de medição;

GND	Ponto de referência comum à terra
V_x	Valor da tensão para cálculo da interpolação
I_x	Valor da corrente calculado por interpolação
V_{i+1}	Valor na posição acima de V_x na Tabela do DSC
V_i	Valor de tensão abaixo de V_x na Tabela do DSC
I_{i+1}	Valor de corrente acima de I_x na Tabela do DSC
I_i	Valor de corrente abaixo de I_x na Tabela do DSC
I-V	Curvas corrente x tensão do protótipo do emulador fotovoltaico
P-V	Curvas de potência x tensão do protótipo do emulador fotovoltaico
I_P	Corrente de pico do indutor do conversor <i>Buck</i>
R_L	Resistência do indutor do conversor <i>Buck</i>
R_{SE}	Resistência do capacitor do conversor <i>Buck</i>
P_{COND}	Perdas na condução no Mosfet do conversor <i>Buck</i>
P_{CHAV}	Perdas no chaveamento no Mosfet do conversor <i>Buck</i>
$\Delta i_{Lm\acute{a}x}$	Ondulação da corrente no indutor do conversor <i>Buck</i>
R_{DSon}	Resistência <i>dreno-source</i> do Mosfet do conversor <i>Buck</i>
t_{on}	Tempo de condução do diodo do Mosfet do conversor <i>Buck</i>
t_r	Tempo de subida da corrente no Mosfet do conversor <i>Buck</i>
t_f	Tempo de descida da corrente no Mosfet do conversor <i>Buck</i>
P_{Cds}	Perda na descarga da capacitância <i>dreno-source</i> do Mosfet do conversor <i>Buck</i>
C_{ds}	Capacitância <i>dreno-source</i> do Mosfet do conversor <i>Buck</i>
C_{gd}	Capacitância <i>gate-dreno</i> do Mosfet do conversor <i>Buck</i>
C_{gs}	Capacitância <i>gate-source</i> do Mosfet do conversor <i>Buck</i>
C_{iss}	Capacitância de entrada do Mosfet do conversor <i>Buck</i>
C_{oss}	Capacitância de saída do Mosfet do conversor <i>Buck</i>
C_{rss}	Capacitância de transferência do Mosfet do conversor <i>Buck</i>
$I_{Sm\acute{a}x}$	Corrente direta no diodo do Mosfet do conversor <i>Buck</i>
P_{DIODO}	Perdas na condução no diodo Schottky do conversor <i>Buck</i>
r_r	Resistência de condução direta do diodo Schottky do conversor <i>Buck</i>
V_F	Queda de tensão direta na condução do diodo Schottky do conversor <i>Buck</i>
T_j	Temperatura da junção do semiconductor em °C
T_c	Temperatura do encapsulamento do semiconductor em °C

T_d	Temperatura do dissipador de calor do semicondutor em $^{\circ}\text{C}$
T_a	Temperatura ambiente para calculo térmico do semicondutor em $^{\circ}\text{C}$
R_{jc}	Resistência térmica entre a junção e a cápsula do semicondutor em $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{cd}	Resistência térmica de contato entre o semicondutor e o dissipador de Calor em $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{da}	Resistência térmica do dissipador do semicondutor para o ambiente em $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
ΔV_{in}	Ondulação de tensão no capacitor de entrada do conversor <i>Buck</i>
$\Delta V_{in_{RSE}}$	Ondulação de tensão devido à resistência interna do capacitor de entrada do conversor <i>Buck</i>
ΔQ_{in}	Variação de carga no capacitor de entrada do conversor <i>Buck</i>
C_{in}	Capacitância de entrada do conversor <i>Buck</i>

Capítulo 1.

Introdução geral

1.1. Contextualização do estudo e motivação

A matriz energética mundial atualmente está baseada na exploração de combustíveis fósseis, com 80,5% da geração de energia elétrica a partir de carvão mineral, óleo e gás natural. Este modelo de obtenção de energia tem sido discutido amplamente nos últimos anos devido às mudanças climáticas globais provocadas pela emissão de dióxido de carbono na queima desses combustíveis e pela característica não renovável de sua natureza [1].

Neste contexto, o emprego de energias alternativas e renováveis vem crescendo devido aos incentivos ambientais, econômicos e a necessidade de redução dessas matrizes energéticas convencionais. Segundo [2], em 2011, investimentos em energia limpa continuaram a crescer, aumentando 6,5% rumo ao recorde de 263 bilhões de dólares. Excluindo pesquisa e desenvolvimento, o investimento neste setor foi 600% maior em 2011 do que em 2004.

Essa mudança age como um grande catalisador para a evolução e implantação dos processos dentro do conceito de geração distribuída com fontes energéticas alternativas [3].

De acordo com a ANEEL – Agencia Nacional de Energia Elétrica, o conceito de energia distribuída de um modo geral se baseia na geração de pequeno porte localizada próxima aos centros de carga, conectada ao sistema de distribuição ou do lado do consumidor e não despachada pelo ONS – Operador Nacional do Sistema. Segundo [3], não há consenso no meio acadêmico sobre os limites dessa geração.

Há vários tipos de tecnologias empregadas na geração distribuída a partir de fontes renováveis, sendo que se pode citar:

- Pequena Central Hidrelétrica – PCH (1MW a 30 MW);
- Central Geradora Hidrelétrica – CGH (Inferior a 1 MW);
- Biomassa;
- Eólica;
- Resíduos Urbanos;
- Solar Térmica;
- Solar Fotovoltaica.

No Brasil, embora os motivos ambientais não sejam os principais desafios para as mudanças de pensamento sobre a geração de energia distribuída, pois a maior parte da geração de energia elétrica é de origem hidráulica e essencialmente limpa, os altos custos de investimentos em expansão e manutenção de um extenso sistema de transmissão, aparecem como fatores decisivos. Outro fato que reforçou a discussão sobre a geração de energia distribuída foi a fragilidade do sistema de geração no Brasil exposta com o racionamento de energia elétrica ocorrido em 2001, abrindo espaço para que a discussão sobre novas formas de distribuição e fontes alternativas de energia ganhasse força [3,4].

Segundo [3], será necessário caminhar para soluções de crescimento do setor elétrico de menor porte, custo e de operacionalização em curto prazo para um aumento nos empreendimentos de geração distribuída.

Dentre as fontes renováveis alternativas que podem incrementar a matriz energética podemos destacar a energia solar fotovoltaica, por ser no aspecto operacional menos poluente, sem ruídos, de manutenção simples e de baixo impacto ambiental, podendo gerar eletricidade junto às construções, sem necessidade de longas linhas de transmissão. Outra característica é a sua alta previsibilidade e disponibilidade, sendo uma forma de seu aproveitamento a conversão em energia elétrica através de módulos fotovoltaicos.

Entretanto, os módulos fotovoltaicos possuem particularidades quanto ao seu funcionamento. Os módulos são compostos em arranjos de várias células solares dispostas em série e em paralelo que dependem estritamente do nível de irradiação solar incidente e da temperatura, caracterizando seu funcionamento de forma não linear.

Uma das formas de utilização da energia fotovoltaica que vem sendo pesquisada ultimamente é o seu emprego em microrredes e em geração de energia distribuída associada a outras tecnologias.

Devido a sua característica não linear, a associação de módulos fotovoltaicos em acionamentos com conversores estáticos e outras fontes, exige técnicas de aproveitamento máximo da potência fornecida pelo módulo, tornando seu emprego difícil, resultando em estudos e testes exaustivos.

Para contornar este problema, o emprego de simuladores de módulo fotovoltaicos em testes de laboratório surge como uma alternativa para minimizar tempo e custos.

Simuladores de módulos fotovoltaicos são dispositivos que possuem as mesmas características de alimentação de saída de um módulo fotovoltaico real. São constituídos por conversores c.c e um arranjo na qual as características de um modulo fotovoltaico são inseridas em seu sistema de controle para que ele possa operar como emulador de correntes fotovoltaicas.

Diante do atual cenário energético mundial, este estudo propõe uma contribuição para o aumento das pesquisas em energias alternativas renováveis com vista às aplicações fotovoltaicas em eletrônica de potência em ambiente de laboratório.

1.2. Relevância do estudo

Como a geração distribuída é composta de vários tipos de energias renováveis que dependem de fatores ambientais, a operação de um sistema utilizando energia fotovoltaica necessita de estudos e ensaios exaustivos nas mais diferentes condições de contorno deste sistema.

Para facilitar os ensaios em ambiente de laboratório alguns fabricantes fornecem equipamentos que simulam o comportamento de um módulo fotovoltaico permitindo testes repetidos sem influências ambientais em qualquer estação do ano.

Com o uso do simulador espera-se também expandir os estudos em laboratório no aspecto da qualidade de energia sobre problemas de conexão entre um sistema fotovoltaico e o sistema elétrico tradicional, reduzindo tempo e custos das pesquisas, o que motivou o desenvolvimento deste estudo para facilitar ensaios e testes de dispositivos chaveados acionados por módulos fotovoltaicos e criar excelência desta área no GEP, Grupo de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Minas Gerais.

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivos gerais

- Estudar, simular, projetar e desenvolver o protótipo de um simulador de gerador fotovoltaico, de baixa potência, utilizando um conversor c.c tipo *Buck* para emular o funcionamento do módulo fotovoltaico.

1.3.2. Objetivos específicos

- Apresentar os principais elementos que compõem uma célula e um módulo fotovoltaico de baixa potência e as suas equações matemáticas envolvidas.
- Desenvolver uma programação computacional para simular um módulo fotovoltaico comercial escolhido para estudo e com os dados de suas características nominais, determinar uma estratégia para obter a corrente de referência para controle do conversor operando como emulador do módulo fotovoltaico para dois níveis de irradiações solares incidentes.
- Dimensionar e apresentar uma estratégia de controle do conversor c.c *Buck* e verificar sua dinâmica através de simulações.
- Implementar um arranjo experimental em laboratório utilizando um DSC – *Digital Signal Controller*, modelo TMS320F28335 para operar o controle do conversor c.c *Buck*.
- Apresentar os resultados do projeto por simulações e experimentos de laboratório.

1.4. Estrutura do texto

- O capítulo 1 apresenta a introdução geral e os objetivos do estudo.
 - O capítulo 2 descreve o modelo fotovoltaico utilizado.
 - O capítulo 3 descreve a modelagem e o controle do conversor.
 - O capítulo 4 descreve o desenvolvimento do protótipo do emulador fotovoltaico.
 - O capítulo 5 descreve os resultados experimentais.
 - O capítulo 6 apresenta as conclusões finais e a proposta de continuidade.
 - O apêndice apresenta o dimensionamento do conversor *Buck*.
-

Capítulo 2.

Modelagem do sistema fotovoltaico

2.1. Introdução

Um sistema composto de módulos fotovoltaicos possui particularidades quanto ao seu funcionamento. Os módulos são compostos em arranjos de várias células solares dispostas em série e em paralelo que dependem estritamente dos processos de funcionamento do fenômeno fotovoltaico, do nível de irradiação solar incidente e da temperatura, caracterizando seu funcionamento de forma não linear.

Neste capítulo será apresentado uma fundamentação para a metodologia do estudo de se projetar um simulador de módulos fotovoltaicos baseado nos seguintes temas:

- Contexto de estudos e trabalho sobre simuladores de módulos fotovoltaicos.
- Escolha do modelo da célula fotovoltaica e determinação das equações dos modelos elétricos dos módulos fotovoltaicos.
- Escolha de um módulo fotovoltaico de um fabricante para modelagem.
- Obtenção das curvas e da corrente de referência de um módulo fotovoltaico a partir de simulações computacionais, considerando dois níveis de irradiações solares incidentes neste estudo.

2.2. Contexto de estudos e trabalhos com emuladores de módulos fotovoltaicos

Devido aos fatos abordados no capítulo 1 e as particularidades de funcionamento de um módulo fotovoltaico, após uma pesquisa literária sobre este tema, observa-se

que são crescentes os trabalhos neste campo envolvendo estudos e projetos, onde alguns métodos são propostos.

Um método baseado no modelamento matemático de um módulo fotovoltaico apresenta resultados de simulação, a partir da medição da tensão de saída do simulador que gera uma referência de corrente para um conversor c.c. [5]. O circuito utiliza um conversor *Buck* que disponibiliza uma tensão de saída para calcular a corrente de referência a partir de um modelo fotovoltaico. Em seguida, a referência de corrente é comparada com uma corrente de saída, estabelecendo o controle com um controlador PI. Utiliza-se um filtro passa-baixas entre a corrente de referência e a corrente fotovoltaica para estabelecer uma realimentação de corrente para o modelo fotovoltaico. É feita uma análise de resposta em frequência para variações de carga e ganhos do controlador de corrente com a finalidade de avaliar a estabilidade do sistema. Como conclusão, os autores mencionam que o sistema é afetado pelas mudanças de carga, mas sem efeito com as mudanças dos ganhos do controlador devido às margens de ganho positivas.

Outro método baseia-se numa topologia empregando diodos que simulam o comportamento de uma célula fotovoltaica. A partir da medição dos parâmetros de corrente e de tensão deste modelo de simulação são geradas referências para um conversor c.c. de maior potência emular as curvas I-V de um módulo [6].

Em [7] um conversor c.c. *Buck* é utilizado para a regulação de tensão baseada na referência de uma célula de combustível e de um módulo fotovoltaico onde são medidas as correntes e tensão de saída. A corrente medida é inserida numa Tabela, emulando a tensão de referência da célula de combustível e do módulo fotovoltaico.

Os autores utilizam um controlador PI clássico como controlador de tensão e fazem uma análise de estabilidade dos sistemas com as referências distintas e em experimento. A Tabela dinâmica que armazena valores I-V característicos da célula de combustível e do módulo fotovoltaico conta com uma rotina de interpolação linear para determinar a tensão cuja corrente medida esteja fora da Tabela.

Os autores apresentam os resultados de simulação e experimental para diferentes níveis de cargas e níveis de irradiações solares (no caso, o módulo fotovoltaico) e concluem que as curvas I-V utilizadas para referência de controle podem comportar-se de forma eficaz tanto para a célula de combustível quanto para o módulo fotovoltaico. Os impactos ambientais, custos e riscos de se usar uma

célula de combustível em pesquisas de laboratório são minimizados com a substituição da célula de combustível pelo conversor c.c como emulador.

Em [8] uma implementação digital das características do módulo fotovoltaico é proposta utilizando um conversor *Boost/Buck* síncrono. Segundo os autores, o primeiro estágio do arranjo é feito por um conversor *Boost* síncrono que gera uma tensão de saída de 30 V a partir de uma entrada de 14,8 V proveniente de uma bateria. Já a segunda fase é composta de um conversor *Buck* síncrono que pode ser alimentado de 0 (zero) à 30 V pelo *Boost*. Os autores descrevem a alta eficiência de topologias síncronas como vantagem para uso em aplicações portáteis desses conversores. Outra vantagem citada é o fato desses conversores não entrarem em modo de condução descontínua, não exigindo esforços de programação para controle. Entretanto, a topologia possui desvantagens pelo uso de quatro chaves semicondutoras, exigindo um controle de fechamento entre as chaves complementares.

Os autores utilizam também uma Tabela dinâmica que armazena os pontos digitalizados das características I-V dentro de um microcontrolador que emula a corrente de referência fotovoltaica para o controle do conversor. A Tabela é atualizada sempre que o microcontrolador recebe um comando para alterar os níveis de irradiação solar.

Em se tratando de microcontroladores, técnicas de controle digital com uso desses dispositivos vêm crescendo devido à velocidade e capacidade de processamento de informações, segundo os autores. E de fato, são reconhecidas as facilidades para implementações de controles e armazenamento de dados com emprego de microcontroladores permitindo escolher, por exemplo, condições diversas para emular os módulos fotovoltaicos com precisão.

Diante do contexto apresentado nesta seção, onde são propostos trabalhos com simuladores fotovoltaicos, esta dissertação propõe uma metodologia para estudo e projeto de um protótipo emulador fotovoltaico. Na seção seguinte será apresentada a escolha do modelo de equações a partir de uma célula fotovoltaica e da modelagem de um módulo comercial escolhido como referência. A partir dos modelos definidos são determinadas as curvas e a corrente de referência para dois níveis de irradiações solares incidentes na temperatura de 25° C.

2.3. Escolha do modelo elétrico de uma célula fotovoltaica

De acordo com o cenário da literatura atual sobre simuladores fotovoltaicos, o primeiro passo para o desenvolvimento para o projeto é a escolha do modelo da célula a ser estudada e conhecer os fenômenos e modelos matemáticos associados a ela.

As células solares consistem de uma junção p-n. Pode-se considerar que na ausência de luz incidente, a característica de saída I-V comporta-se exponencialmente como um diodo.

Quando expostos à luz, os fótons de maior energia acima do *bandgap* do semiconductor são absorvidos criando um par elétron-lacuna. Essas cargas são separadas e movidas sob a influência dos campos elétricos internos da junção p-n e criando uma corrente proporcional à irradiação incidente. A corrente circula no circuito externo quando a célula está com o circuito fechado. Em circuito aberto a corrente é desviada internamente pelas resistências intrínsecas da junção p-n do diodo, dando uma forma não linear de funcionamento [9].

Na literatura são encontrados trabalhos com diversas modelagens e distintos graus de complexidade para a descrição da característica I-V de células fotovoltaicas.

Em [10,11] um modelo considerando a resistência paralela, R_p , é utilizado para descrever o modelo de uma célula fotovoltaica considerando as perdas por resistências, conforme apresentado na Figura 2.1.

A fonte de corrente I_{FG} representa a corrente foto gerada relacionada a um determinado nível de irradiação solar incidente, λ . O diodo D_1 representa a junção p-n, I_{PVCell} representa a corrente fornecida por uma célula solar ao circuito externo, V_{oc} a tensão nos terminais de saída de uma célula e R_s a resistência série intrínseca da célula.

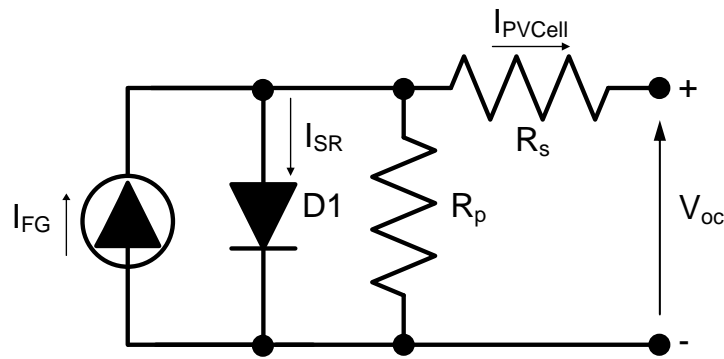


Figura 2.1 Modelo de célula fotovoltaica considerando perdas por resistências.

A equação que representa este modelo é dada por (2.1):

$$I_{PVCell} = I_{FG} - I_{SR} \left[e^{q \frac{(V_{oc} + I_{PVCell} R_s)}{nkT_k}} - 1 \right] - \frac{V_{oc}}{R_p} \quad (2.1)$$

Onde:

- I_{SR} Corrente de saturação reversa da célula;
- n Fator de idealidade da junção ($n=17$);
- q Carga do elétron = $1,6 \times 10^{-19}$ C;
- k Constante de Boltzmann = $1,38 \times 10^{-23}$ J/K;
- T_k Temperatura da célula na escala absoluta (K).

Em [12] é apresentada uma modelagem mais complexa e precisa considerando um circuito equivalente com dois diodos, conforme mostra a Figura 2.2, exibindo uma característica dupla exponencial. Segundo o autor este modelo é baseado no tipo de construção da célula (silício amorfo ou tipos cristalinos), oferecendo uma precisão maior ao modelo em relação à curva I-V do diodo devido ao fator de idealidade da junção p-n. Entretanto, os termos não-lineares da equação tornam a sua solução analítica difícil, no qual o autor sugere uma forma de levantar as características por métodos computacionais.

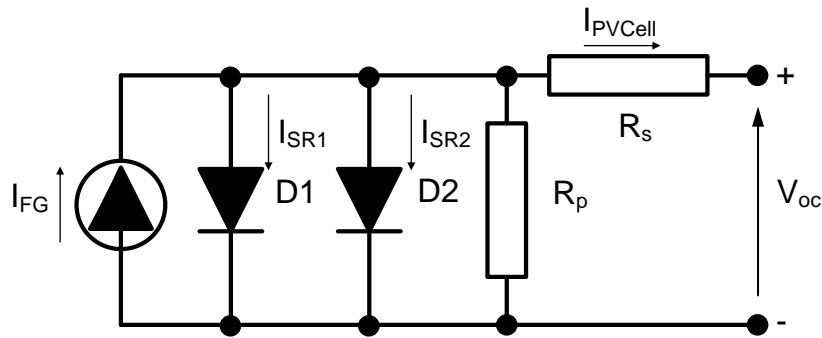


Figura 2.2 Modelo da célula fotovoltaica considerando dupla exponencial.

A equação que representa este modelo é dada por (2.2):

$$I_{PVCell} = I_{FG} - I_{SR1} \left[e^{q \frac{(V_{oc} + I_{PVCell} R_s)}{n k T_k}} - 1 \right] - I_{SR2} \left[e^{q \frac{(V_{oc} + I_{PVCell} R_s)}{n k T_k}} - 1 \right] - \frac{V_{oc} + I_{PVCell} R_s}{R_p} \quad (2.2)$$

A resistência série R_s representa as perdas resistivas no material semicondutor. Já R_p representa a resistência paralela, correspondente às perdas que ocorrem entre camadas da junção p-n do material semicondutor.

Uma a cada duas células de alta qualidade típica de silício, apresenta uma variação de R_s entre 0,05 e 0,10 Ω enquanto R_p varia entre 200 e 300 Ω , sendo, portanto, a resistência paralela R_p , em alguns trabalhos, desprezada no circuito equivalente do modelo utilizado, conforme o modelo simplificado mostrado na Figura 2.3 [9,10,13].

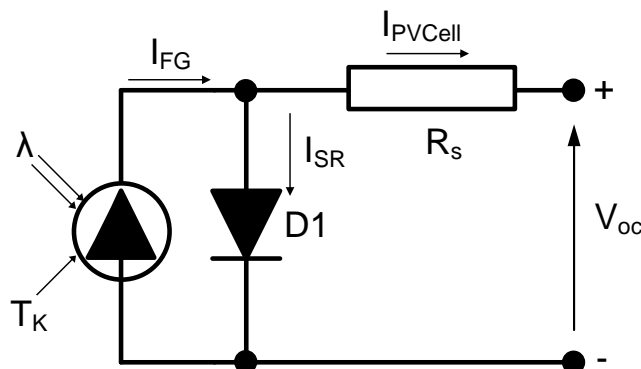


Figura 2.3 Modelo simplificado da célula fotovoltaica.

Embora o circuito equivalente da Figura 2.2 apresente um modelo mais preciso do comportamento físico da célula fotovoltaica, neste estudo será adotado o modelo da

Figura 2.3, consistindo de uma fonte de corrente em paralelo com um diodo, e apenas a resistência série, por ser de implementação mais fácil do ponto de vista matemático, oferecendo uma análise mais simplificada.

2.4. Determinação das equações e dos parâmetros do módulo fotovoltaico.

Considerando o modelo da célula adotado e modelando o circuito da Figura 2.3, obtêm-se (2.3) para a corrente de saída da célula [9]:

$$I_{PVCell} = I_{FG} - I_{SR} \left[e^{\frac{q(V_{OC} + I_{PVCell} R_S)}{nkT_k}} - 1 \right] \quad (2.3)$$

A corrente I_{FG} depende da irradiação incidente e da temperatura conforme representada por (2.4) [9].

$$I_{FG} = [I_{SC} + K_T(T_K - T_{Kr})] \frac{\lambda}{\lambda_r} \quad (2.4)$$

Onde:

- I_{SC} Corrente de curto circuito da célula na temperatura e irradiação padrão (de acordo com o fabricante da célula fotovoltaica);
- K_T Coeficiente de temperatura de curto-circuito da célula ($K_T = 0,001$);
- λ Irradiação solar incidente;
- λ_r Irradiação solar incidente de referência ($1000W/m^2$);

A corrente de saturação reversa, I_{SR} depende da temperatura, sendo representada por (2.5) [9].

$$I_{SR} = I_{SRO} \left[\frac{T_K}{T_{Kr}} \right]^3 e^{\left[\frac{qE_G}{nk} \left(\frac{1}{T_{Kr}} - \frac{1}{T_K} \right) \right]} \quad (2.5)$$

Onde:

- I_{SRO} Corrente de saturação reversa na temperatura T_{Kr} ($I_{SRO} = 5\mu A$);
- T_{Kr} Temperatura de referência do ensaio padrão (298 K);

E_G Energia do *bandgap* do material da célula de silício ($E_G = 1,11$ eV).

Para atingir determinados níveis de tensão e corrente, faz-se necessária a associação de várias células, através de ligações série e paralelo, formando os módulos fotovoltaicos. O número de células em um módulo é determinado pelas necessidades de tensão e corrente da carga a alimentar. Neste estudo utiliza-se um módulo fotovoltaico constituído por 36 células ligadas em série, resultando em uma tensão de aproximadamente 25 V.

A Equação (2.6) representa a corrente fornecida por um módulo fotovoltaico a partir da substituição de (2.4) e (2.5) em (2.3) e desprezando R_p [9,13].

$$I_{PV} = n_p \left[I_{FG} - I_{SR} \left(e^{q \frac{\left(\frac{V_{OC} + I_{PV} R_s}{n_s} \right)}{nkT_K}} - 1 \right) \right] \quad (2.6)$$

Onde:

n_p Número de células em paralelo;

n_s Número de células em série.

2.5. Determinação das curvas características do módulo fotovoltaico.

Para modelagem do sistema fotovoltaico foram considerados os parâmetros do modelo I-50 [14] listados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 Módulo ISOFOTON I-50 - Parâmetros nominais

Dimensões	1304 x 340 x 39 mm
Peso	5,5 kg
Número de células em série	36
Número de células em paralelo	-
T_{ONC} (800W/m ² , 20° C, AM 1,5 m/s)	47°
V_{nom} (tensão nominal)	12 V
P_{max} (potência máxima)	50 W _P +/- 10 %
I_{SC} (corrente de curto circuito)	3,27 A
V_{OC} (tensão de circuito aberto)	21,6 V
$I_{máx}$ (corrente de máxima potência)	2,87 A
$V_{máx}$ (tensão de máxima potência)	17,4 V

Consideram-se os valores de potência de irradiação incidente, $\lambda = 1000 \text{ W/m}^2$, a temperatura do módulo em $T_K = 298 \text{ K}$ (25° C) e velocidade do vento (ar), “*air-mass*”, correspondente a $v_{am} = 1 \text{ m/s}$ como padrões nominais para ensaios de acordo com a norma IEC 61215 [14]. É considerado também o parâmetro de temperatura normal de operação (TONC), para a condição da célula exposta ao sol.

As características do módulo fotovoltaico foram levantadas através de um programa em Matlab onde é feita uma varredura na tensão de saída do módulo de zero até a tensão de circuito aberto, V_{oc} , determinando a corrente, cujo valor máximo é a corrente de curto circuito, I_{sc} , definida na Tabela 2.1.

Foram adotados para os testes do projeto dois níveis de irradiações solares incidentes, sendo 1000 W/m^2 e 500 W/m^2 para uma temperatura T_K de 298 K . A Figura 2.4 mostra o resultado para a corrente e potência em função da tensão para irradiação solar para 1000 W/m^2 e a Figura 2.5 mostra para 500 W/m^2 .

Os dados obtidos permitem utilizar os pontos de corrente e tensão gerados para implementar a operação do simulador fotovoltaico.

2.6. Determinação da corrente de referência do módulo fotovoltaico

Uma das formas de programação da curva I-V a ser gerada pelo simulador é a aproximação da equação do módulo fotovoltaico (2.6) por uma equação do tipo $I(v) = av^b + c$, com uso de ferramentas de ajuste de pontos através do Matlab, sendo os coeficientes a , b e c com 95% de intervalo de confiança dependentes do nível de irradiação solar e da temperatura de operação do módulo fotovoltaico, como mostrado no gráfico da Figura 2.6 e definida na forma de $I_{PV}(\lambda, T_K) = av(\lambda, T_K)^b + c$.

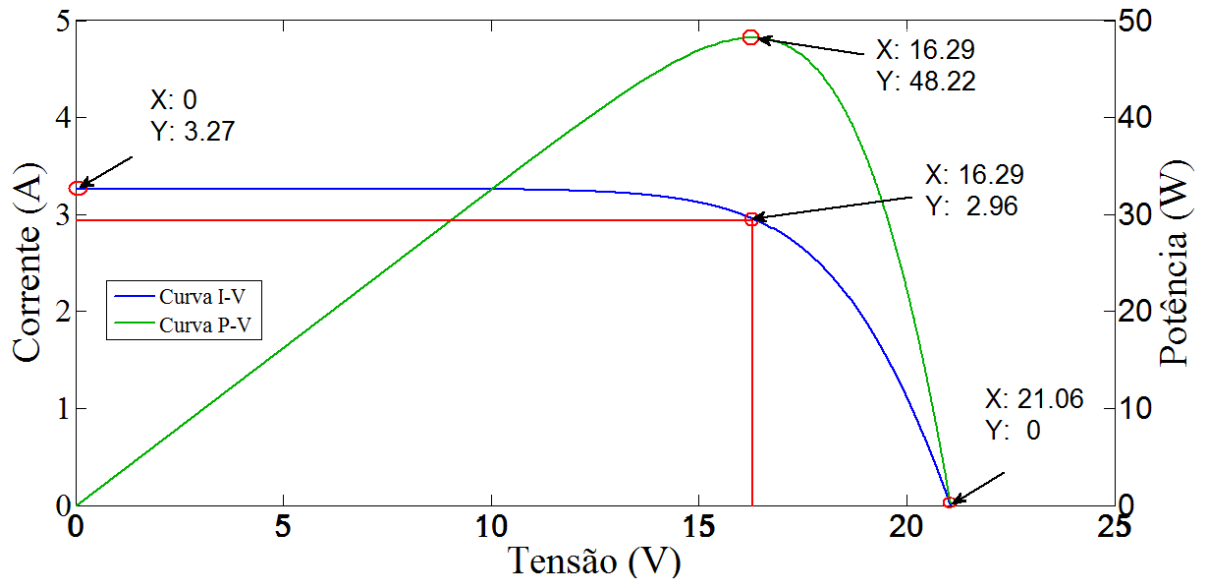


Figura 2.4 Curvas I-V e P-V obtidas em simulação do módulo fotovoltaico para 1000 W/m^2 .

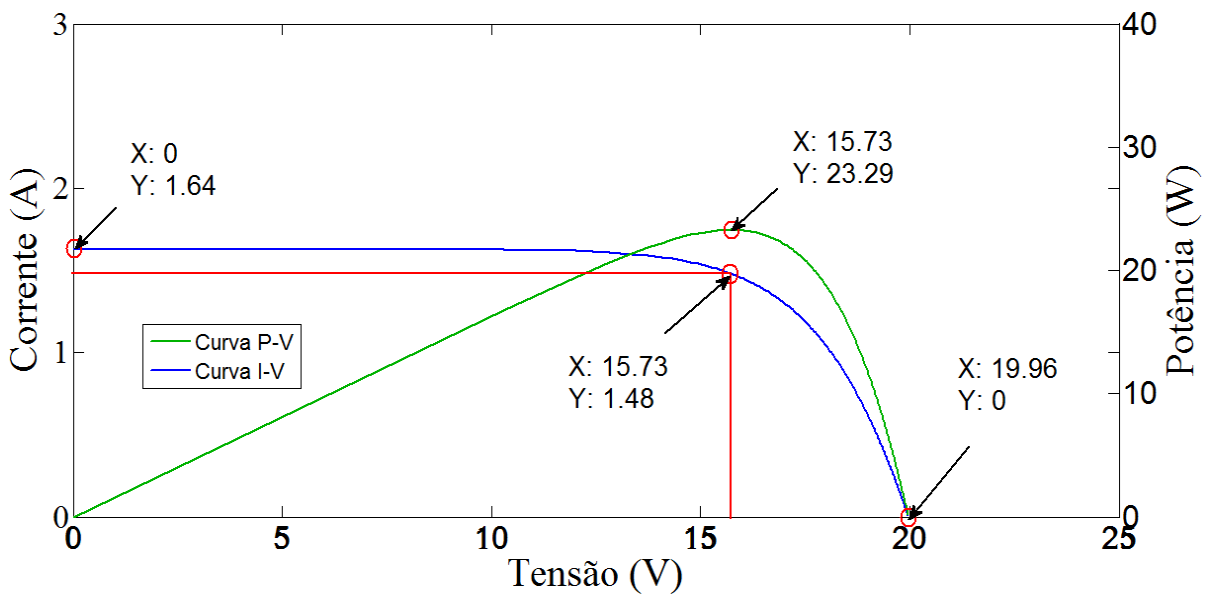


Figura 2.5 Curvas I-V e P-V em simulação do módulo fotovoltaico para 500 W/m^2 .

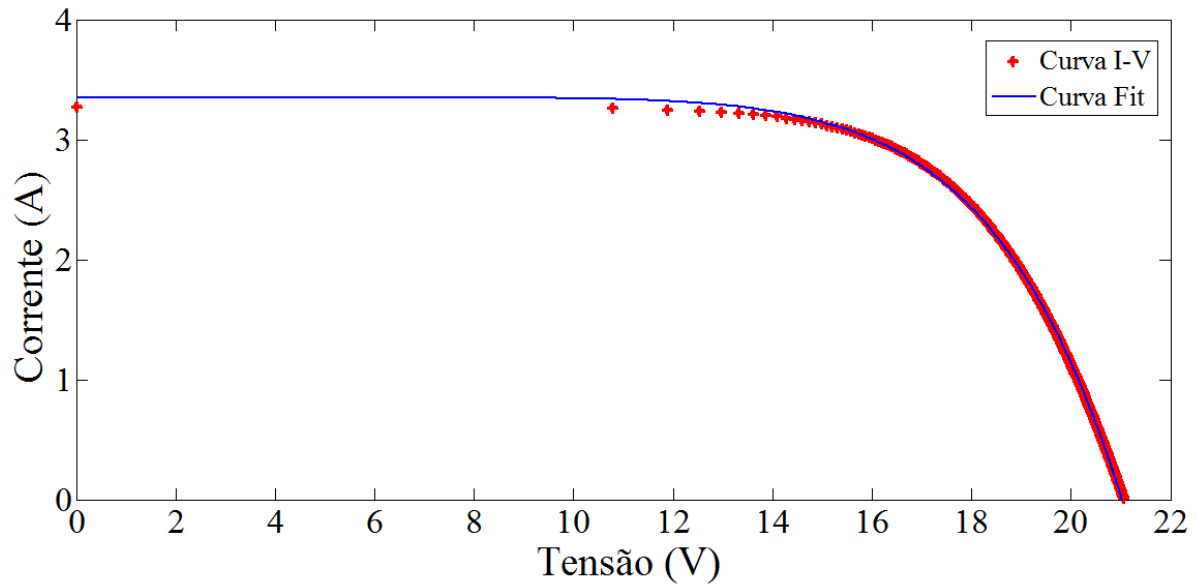


Figura 2.6 Curvas nominais I-V obtidas a partir do ajuste dos pontos.

O resultado deste ajuste é a obtenção da equação da corrente de saída do módulo fotovoltaico como referência do simulador, como mostrado em (2.7) para 1000 W/m^2 a 298 K e em (2.8) para 500 W/m^2 a 298 K .

$$I_{PV_{\lambda 1000, T_K}} = -3,423 \times 10^{-11} v(\lambda 1000, T_K)^{8,308} + 3,35 \quad (2.7)$$

Onde:

$v(\lambda 1000, T_K)$ Vetor de tensão gerado por ajuste de pontos do módulo fotovoltaico para corrente de referência a partir de uma irradiação de 1000 W/m^2 e temperatura de 298 K .

$$I_{PV_{\lambda 500, T_K}} = -3,707 \times 10^{-13} v(\lambda 500, T_K)^{9,727} + 1,641 \quad (2.8)$$

Onde:

$v(\lambda 500, T_K)$ Vetor de tensão gerado por ajuste de pontos do módulo fotovoltaico para corrente de referência para uma irradiação de 500 W/m^2 e temperatura de 298 K .

A partir das equações da corrente de saída do módulo fotovoltaico modificadas, faz-se necessário um teste de validação do arranjo composto do modelo do conversor e de um controle de malha de corrente.

Para a validação da curva ajustada foi projetado um conversor *Buck* com controle por corrente. Para o dimensionamento da potência do conversor, será considerada a potência do módulo, cujo valor é de 50 W de pico ($50 W_P$).

2.7. Conclusões

Neste capítulo foram abordados resumidamente alguns trabalhos realizados sob o tema de simuladores fotovoltaicos a partir de modelagens de equações que determinaram as curvas de corrente e tensão. Foram propostas e descritas as etapas de determinação das curvas que caracterizam o circuito elétrico de uma célula e de um módulo e por fim, o levantamento das curvas I-V do módulo através de simulação e ferramentas de cálculo computacional pelo Matlab, obtendo os pontos de corrente e tensão para serem utilizados na simulação do modelo do conversor *Buck* posteriormente. Os gráficos das Figuras 2.4 e 2.5 validam o correto funcionamento da simulação bem como a escolha dos modelos utilizados.

Capítulo 3.

Projeto e simulação do conversor

3.1. Introdução

Para disponibilizar o arranjo do simulador de gerador fotovoltaico é necessário primeiramente obter os parâmetros do conversor a ser utilizado. Através da literatura sobre fontes chaveadas várias topologias de conversores podem ser escolhidas para emular a corrente de saída de um módulo fotovoltaico.

Dentre essas várias topologias com dispositivos chaveados foram selecionadas as mais próximas do que se deseja para o simulador, sendo elas: *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*.

Segundo a literatura [15], o conversor *Buck-boost* apresenta uma topologia que exige uma estratégia mais complexa para seu controle. O conversor *Boost* é um elevador de tensão e não será escolhido pelo fato de ter que trabalhar com tensão de alimentação de entrada do conversor bem abaixo do que o simulador necessita. Diante dos motivos apresentados escolhe-se o conversor *Buck*, por apresentar também uma topologia simplificada de implementação do seu controle.

Após a escolha da topologia, é necessário o dimensionamento dos principais componentes do conversor *Buck* baseado nas condições de operação do módulo fotovoltaico de um fabricante comercial.

Com o dimensionamento dos componentes determina-se o modelo do conversor no espaço de estados e a sua linearização em torno de um ponto de operação quiescente. Em seguida determina-se a sua função de transferência. Através da análise de resposta em frequência por diagramas de Bode projeta-se o controlador PI para o controle de corrente.

O funcionamento do emulador consiste no emprego das equações que caracterizam um módulo fotovoltaico, a partir da leitura da tensão de saída do

conversor e dos parâmetros de irradiação solar e temperatura. Esses dados permitem calcular a corrente que esse emulador deve gerar em sua saída. O diagrama mostrado na Figura 3.1 é o diagrama de blocos de princípio do emulador.

A corrente calculada atua como referência de uma malha de realimentação que controla a corrente no indutor do conversor *Buck*. Na saída do emulador uma carga resistiva R_o é variada no período de simulação de forma estabelecer a corrente do indutor I_L e a tensão de saída, V_o . A corrente de referência é comparada com a corrente no indutor I_L e o controlador PI ajusta a largura de pulso (PWM) de comando da chave semicondutora. A frequência de chaveamento, f_{CHAV} é de 30 kHz e a corrente no indutor é medida através de um resistor shunt, R_{sh} .

Para validar os modelos são realizados testes de rastreamento das correntes (referência e medida) e testes de regulação de carga.

Os resultados das simulações são apresentados para duas situações de irradiações solares (1000 W/m^2 e 500 W/m^2) na temperatura de 298 K.

Para a implementação digital do protótipo em um DSC é realizada a discretização do controle para que o controlador possa operar dentro de um intervalo de amostragem adequado.

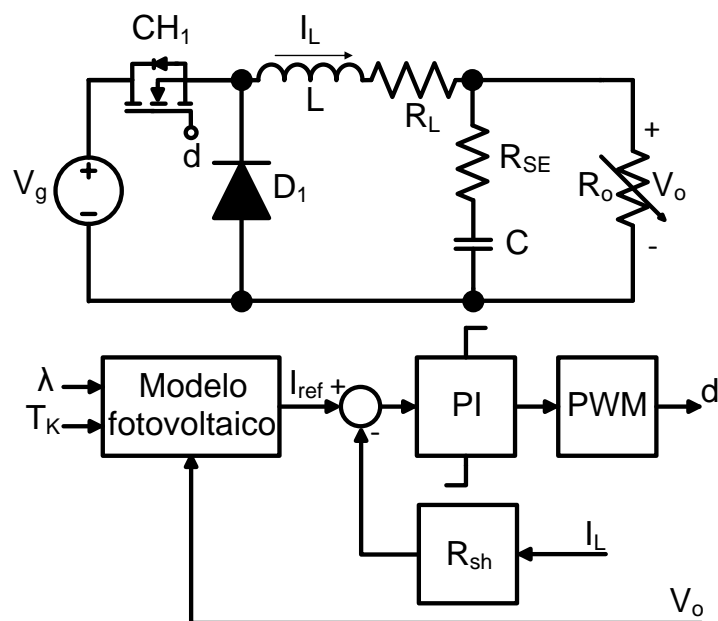


Figura 3.1 Topologia do conversor e controlador.

3.2. Parâmetros utilizados para o conversor *Buck*

O primeiro passo para se determinar os componentes do conversor é a escolha das tensões (entrada e saída) e corrente de saída envolvidas. Um ciclo de trabalho também deverá ser determinado para que o conversor, operando como simulador possa ser controlado e por fim, disponibilizar corrente e tensão em sua saída de acordo com os fenômenos de irradiação e temperatura solares associados. Considera-se a utilização de uma fonte de alimentação estabilizada de laboratório como entrada do conversor da Figura 3.2, onde V_g representa a tensão de entrada e V_o é a tensão de saída.

O ciclo de trabalho, d , é determinado por (3.1).

$$d = \frac{V_o}{V_g} \quad (3.1)$$

A ondulação da corrente no indutor é dada por (3.2) [16] [17].

$$\Delta_{iL} = \frac{V_g d(1-d)}{f_{CHAV} L} \quad (3.2)$$

Em (3.2) observa-se que a ondulação máxima da corrente no indutor ocorre para $d = 0,5$.

A ondulação da tensão no capacitor de saída do conversor é apresentada em (3.3) [16] [17].

$$\Delta_{vC} = \frac{\Delta_{iL}}{8f_{CHAV} C} \quad (3.3)$$

Pelas equações (3.2) e (3.3) observa-se que a ondulação máxima da tensão no capacitor ocorre também para $d = 0,5$.

Para determinação dos parâmetros do conversor, considera-se uma tensão de saída de $V_o = 25$ V e uma tensão de entrada $V_g = 50$ V.

Os parâmetros do conversor *Buck* são apresentados na Tabela 3.1. Os detalhes e os critérios de dimensionamento de todos os componentes são apresentados no apêndice.

Tabela 3.1 Parâmetros do conversor *Buck*

Componente	Valor	Característica	Marca/Modelo
Mosfet	$V_{DS} = 100 \text{ V}$	$R_{on} = 0,0265 \ \Omega$	IRF540Z
Indutor	$L = 560 \ \mu\text{H}$	$R_L = 0,09 \ \Omega$	Coilcraft
Diodo Schottky	$V_d = 0,95 \text{ V}$		Onsemi/MBR20100CT
Capacitor de saída	$C = 220 \ \mu\text{F}$	$R_{SE} = 0,251 \ \Omega$	EPCOS
Capacitor entrada	$C = 4700 \ \mu\text{F}$	$R_{SE} = 0,367 \ \Omega$	EPCOS
Resistor shunt	$R_{sh} = 0,11 \ \Omega$		
Resistência de carga	$R_o = 3,13 \ \Omega$		
Frequência de chaveamento	$f_{CHAV} = 30 \text{ kHz}$		
Amplitude da tensão triangular	$V_m = 1 \text{ V}$	PWM	

Para os testes computacionais e experimentais adotou-se um ponto de operação do conversor em torno da tensão de máxima potência do módulo fotovoltaico modelado conforme a Tabela 2.1 e as Figuras 2.4 e 2.5. Sendo assim, considera-se nos testes a tensão de entrada $V_g = 25 \text{ V}$ e a tensão de saída $V_o = 17 \text{ V}$.

3.3. Modelo do conversor *Buck* no espaço de estados

Após a determinação dos principais parâmetros do conversor a ser utilizado faz-se necessário determinar a função de transferência da malha de corrente do conversor a partir de sua modelagem para o projeto do controlador.

3.3.1. Equações no espaço de estados

O método de modelagem tem como objetivo fornecer uma expressão matemática que contenha informações sobre o comportamento estático e/ou dinâmico do sistema, a partir da qual seja possível estabelecer-se o controlador desejado e ainda estudar o sistema utilizando ferramentas de análise linear. Os conversores estáticos são dispositivos que apresentam comportamento não linear. A não linearidade do sistema encontra-se no estágio de potência, sendo que um método de linearização deve ser empregado e um critério de estabilidade pode ser utilizado para determinar o controlador e estudar a estabilidade do sistema [18] [19].

Uma técnica de linearização desenvolvida em [18] [19] consiste em obter um modelo do conversor operando com controle PWM por variáveis médias no espaço de estados, resultando num modelo linear para cada estágio de potência, incluindo o filtro de saída LC, ou seja, é feito o cálculo médio a cada período de comutação do conversor. Este modelo é válido para pequenas perturbações na corrente do indutor e na tensão no capacitor sendo a linearização em torno do ponto de operação.

Para uma análise do modelamento do conversor são considerados os parâmetros do conversor apresentados na Tabela 3.1 e de acordo com a topologia do conversor mostrada na Figura 3.1.

O primeiro passo para se determinar o modelo do conversor no espaço de estados é a descrição das variáveis para cada estado de operação do conversor conforme as equações (3.4). Neste caso, existem duas situações: Em um dado instante a chave semicondutora (Mosfet) está conduzindo e em outro, a chave está bloqueada (aberta).

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.4)$$

$$y = Cx$$

Onde:

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}, \text{ é o vetor de estado.}$$

$$y = i_L, \text{ é o vetor de saída.}$$

3.3.2. Modelo médio do conversor

A Figura 3.2 apresenta o diagrama do conversor durante o período dT , em que a chave semicondutora CH_1 (Mosfet) está conduzindo. A chave e o diodo são considerados ideais. Aplicando as leis de Kirchhoff ao diagrama da Figura 3.2, têm-se as equações diferenciais (3.5) à (3.7) para este período de funcionamento [17].

$$v_g = L\dot{i}_L + R_L i_L + R_{SE} C\dot{v}_C + v_C \quad (3.5)$$

$$i_L = C\dot{v}_C + \frac{v_C + R_{SE} C\dot{v}_C}{R_o} \quad (3.6)$$

$$v_o = v_C + R_{SE} C\dot{v}_C \quad (3.7)$$

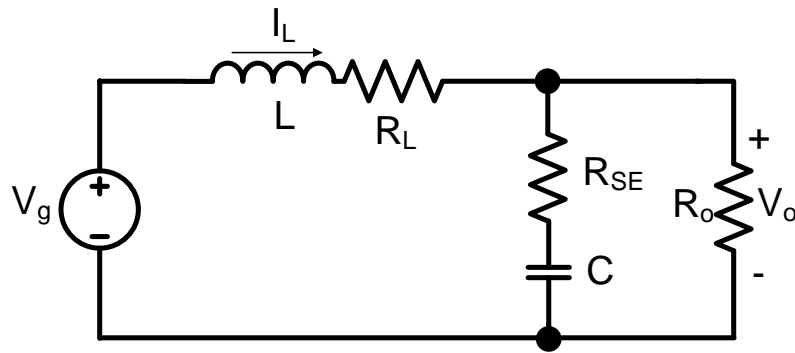


Figura 3.2 Circuito equivalente do conversor durante o período dT (chave fechada).

Resolvendo as equações diferenciais, chegam-se às equações de estados mostradas em (3.8), (3.9) e na equação da tensão de saída (3.10):

$$\dot{i}_L = -\frac{1}{L} \left[\frac{(R_0 + R_{SE})R_L + R_{SE}R_0}{R_0 + R_{SE}} \right] i_L + \frac{1}{L} \left[\frac{-R_0}{R_0 + R_{SE}} \right] v_C + \frac{1}{L} [v_g] \quad (3.8)$$

$$\dot{v}_C = \frac{R_0}{C(R_0 + R_{SE})} i_L - \frac{1}{C(R_0 + R_{SE})} v_C \quad (3.9)$$

$$v_o = \frac{R_{SE}R_0}{R_0 + R_{SE}} i_L + \frac{R_0}{R_0 + R_{SE}} v_C \quad (3.10)$$

Reescrevendo (3.8) e (3.9) nas formas matriciais, tem-se (3.11) que mostra o comportamento das variáveis de estado e em (3.12) o vetor de saída que é a corrente no indutor do conversor *Buck* no período em que a chave do conversor está conduzindo:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{(R_0 + R_{SE})R_L + R_{SE}R_0}{L(R_0 + R_{SE})} & \frac{-R_0}{L(R_0 + R_{SE})} \\ \frac{R_0}{C(R_0 + R_{SE})} & -\frac{1}{C(R_0 + R_{SE})} \end{bmatrix}}_{A_1} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{B_1} [v_g] \quad (3.11)$$

$$\begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{R_0 R_{SE}}{R_0 + R_{SE}} & \frac{R_0}{R_0 + R_{SE}} \end{bmatrix}}_{C_1} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

A Figura 3.3 apresenta o diagrama do conversor durante o período $(1-dT)$, em que o Mosfet está bloqueado e o Diodo conduzindo.

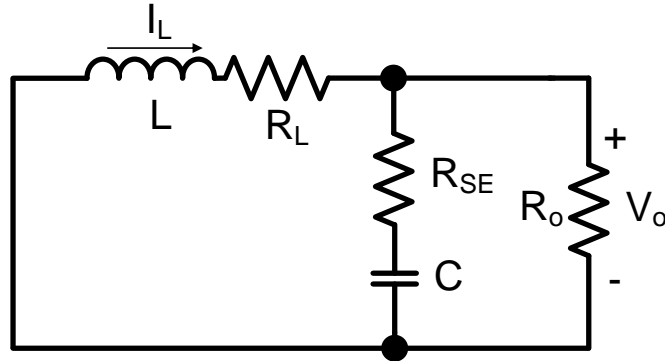


Figura 3.3 Circuito equivalente do conversor durante o período $(1-dT)$ (chave aberta).

Aplicando as leis de Kirchhoff ao diagrama da Figura 3.3, têm-se (3.13) até (3.15) para este período de funcionamento.

$$0 = L\dot{i}_L + R_L i_L + R_{SE} C\dot{v}_C + v_C \quad (3.13)$$

$$i_L = C\dot{v}_C + \frac{v_C + R_{SE} C\dot{v}_C}{R_o} \quad (3.14)$$

$$v_o = v_C + R_{SE} C\dot{v}_C \quad (3.15)$$

Resolvendo as equações diferenciais, chegam-se às equações de estados mostradas em (3.16), (3.17) e na equação da tensão de saída (3.18):

$$\dot{i}_L = -\frac{1}{L} \left[\frac{(R_o + R_{SE})R_L + R_{SE}R_o}{R_o + R_{SE}} \right] i_L + \frac{1}{L} \left[\frac{-R_o}{R_o + R_{SE}} \right] v_C \quad (3.16)$$

$$\dot{v}_C = \frac{R_o}{C(R_o + R_{SE})} i_L - \frac{1}{C(R_o + R_{SE})} v_C \quad (3.17)$$

$$v_o = \frac{R_{SE}R_o}{R_o + R_{SE}} i_L + \frac{R_o}{R_o + R_{SE}} v_C \quad (3.18)$$

Reescrevendo (3.16) e (3.17) nas formas matriciais, tem-se (3.19) que mostra o comportamento das variáveis de estado e (3.20), que representa o vetor de saída que é a corrente no indutor do conversor *Buck* no período em que a chave do conversor está bloqueada:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{(R_0+R_{SE})R_L+R_{SE}R_0}{L(R_0+R_{SE})} & \frac{-R_0}{L(R_0+R_{SE})} \\ \frac{R_0}{C(R_0+R_{SE})} & -\frac{1}{C(R_0+R_{SE})} \end{bmatrix}}_{A_2} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_2} [v_g] \quad (3.19)$$

$$[i_L] = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{R_0 R_{SE}}{R_0+R_{SE}} & \frac{R_0}{R_0+R_{SE}} \end{bmatrix}}_{C_2} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

A partir destas equações podemos montar as matrizes A, B e C medianizadas em função do ciclo de trabalho e mostradas em (3.21) até (3.23).

$$A = A_1 d + A_2 (1 - d) = \begin{bmatrix} -\frac{R_0 R_L + R_{SE} R_L + R_{SE} R_0}{L(R_0 + R_{SE})} & -\frac{R_0}{L(R_0 + R_{SE})} \\ \frac{R_0}{C(R_0 + R_{SE})} & -\frac{1}{C(R_0 + R_{SE})} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$B = B_1 d + B_2 (1 - d) = \begin{bmatrix} d \\ \frac{d}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$C = C_1 d + C_2 (1 - d) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{R_0 R_{SE}}{R_0 + R_{SE}} & \frac{R_0}{R_0 + R_{SE}} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

3.3.3. Modelo linearizado do conversor

Como o modelo obtido é não linear, é feita uma linearização em torno do ponto de operação, observando o comportamento do conversor para pequenas perturbações (ou perturbações de pequenos sinais) em torno deste ponto de operação [19].

As perturbações de pequenos sinais ocorrem no vetor de estado x (corrente no indutor e tensão no capacitor), no vetor de entrada u (tensão de alimentação) e no ciclo de trabalho (d) como mostrado nas equações (3.24). O vetor y representa as grandezas de saída, no presente caso a corrente no indutor.

$$\begin{aligned}
 x &= \bar{X} + \tilde{x} \\
 u &= \bar{U} + \tilde{u} \\
 d &= \bar{D} + \tilde{d} \\
 y &= \bar{Y} + \tilde{y}
 \end{aligned}
 \tag{3.24}$$

Onde:

\tilde{x}	Perturbação de pequeno sinal no vetor de estado;
\bar{X}	Ponto quiescente do vetor de estado;
\tilde{u}	Perturbação de pequeno sinal no vetor de entrada;
\bar{U}	Ponto quiescente do vetor de entrada;
\tilde{d}	Perturbação de pequeno sinal no ciclo de trabalho;
\bar{D}	Ponto quiescente do ciclo de trabalho;
\tilde{y}	Perturbação de pequeno sinal do vetor de saída;
\bar{Y}	Ponto quiescente do vetor de saída.

Reescrevendo as equações de estado levando em conta as pequenas perturbações mostradas pelas equações (3.24) e desprezando os termos de segunda ordem obtemos um conjunto de equações em que os valores médios representam o ponto quiescente de operação e os valores alternados representam as variações em torno desse ponto quiescente. As equações (3.25) e (3.26) mostram os valores da tensão de saída e da corrente no indutor no ponto quiescente de operação.

$$V_0 = \frac{dR_0 V_g}{R_L + R_0} \tag{3.25}$$

$$I_L = \frac{dV_g}{R_L + R_0} \tag{3.26}$$

A equação (3.27) mostra a função de transferência de pequeno sinal da corrente no indutor em função de pequenas variações do ciclo de trabalho enquanto que em (3.28) é mostrada a função de transferência da corrente no indutor em função de pequenas variações da tensão de alimentação. As expressões foram obtidas com auxílio de uma rotina computacional através de variáveis simbólicas do Matlab.

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = G_{ild}(s)|_{\tilde{u}=0} = \frac{V_g[1+C(R_O+R_{SE})s]}{LC(R_O+R_{SE})s^2+[L+C(R_O R_L+R_O R_{SE}+R_L R_{SE})]s+R_L+R_O} \quad (3.27)$$

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{v}_g(s)} = G_{ile}(s)|_{\tilde{d}=0} = \frac{d[1+C(R_O+R_{SE})s]}{LC(R_O+R_{SE})s^2+[L+C(R_O R_L+R_O R_{SE}+R_L R_{SE})]s+R_L+R_O} \quad (3.28)$$

3.3.4. Função de transferência do conversor

De posse do modelo linearizado do conversor é necessária a determinação das funções de transferência de interesse do projeto do compensador de corrente.

A Figura 3.4 apresenta o diagrama de blocos da malha de controle de corrente, mostrando os blocos representando o controlador da malha de corrente $G_c(s)$, o modulador por largura de pulsos (PWM), o conversor $G_{ild}(s)$ e o resistor *shunt* $H(s)$ de amostragem da corrente no indutor.

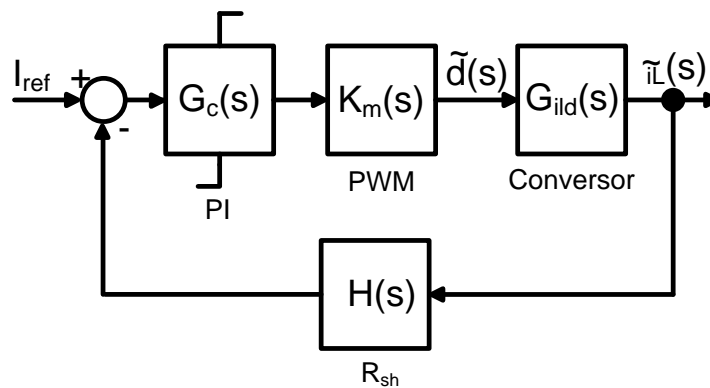


Figura 3.4 Diagrama de blocos da malha de controle de corrente do conversor *Buck*.

Com a substituição dos parâmetros da Tabela 3.1 na função de transferência em (3.27) obtém-se a função de transferência da malha de corrente do conversor mostrada em (3.28) de interesse do projeto.

$$G_{ild}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{0,005728 s+7,701}{0,0000001283 s^2+0,0002524 s+1} \quad (3.28)$$

3.3.5. Função de transferência do PWM e Ganho do sensor de corrente

Como mostrado na Figura 3.4, a malha de corrente proposta para o conversor possui um bloco que representa a função de transferência do modulador por largura de pulsos (PWM), $K_m(s)$, sendo definida por (3.29) [17].

$$K_m(s) = \frac{1}{V_m} = 1 \quad (3.29)$$

Onde:

V_m Amplitude da forma de onda triangular (portadora)

A função de transferência do sensor de corrente $H(s)$ é considerada constante e é representada na Figura 3.4 pelo resistor shunt R_{sh} , cuja finalidade é a leitura da corrente do indutor, sendo seu valor mostrado na Tabela 3.1.

3.3.6. Simplificação dos diagramas de blocos em malha de corrente aberta

A partir das funções de transferências do conversor, PWM e sensor de corrente os blocos são simplificados obtendo-se a função de transferência $G_i(s)$ em malha aberta de corrente, conforme mostrado em (3.30).

$$G_i(s) = G_{ild}(s)K_m(s)H(s) = \frac{0,0006301 s + 0,8471}{0,0000001283 s^2 + 0,0002524 s + 1} \quad (3.30)$$

3.3.7. Projeto do controlador

Para o projeto do controlador é necessária uma análise a partir da função de transferência do conversor em malha aberta $G_i(s)$. A análise é feita através da resposta em frequência usando diagramas de Bode, sendo adotados os seguintes critérios:

- Margem de fase entre 30° e 90° , sendo 60° um bom compromisso;
- Escolha da frequência de corte f_c de 790 Hz, correspondendo a uma frequência angular ω_c de 4970 rad/s.

O controlador escolhido para o projeto é o do tipo controlador proporcional-integral (PI), conforme mostrado em (3.31), onde, k_p representa o ganho proporcional e ω_z representa a frequência de corte do controlador em rad/s. O produto $k_p\omega_z$ representa o ganho integral k_i .

$$G_c(s) = K_p \frac{(s + \omega_z)}{s} \quad (3.31)$$

A figura 3.5 apresenta o diagrama de Bode para a função de transferência do conversor $G_i(s)$. Pelo diagrama podemos observar que para a frequência de corte

escolhida a fase da função de transferência do conversor corresponde à $\Phi_F = -75^\circ$. Deste modo a contribuição do controlador do diagrama de fase será de $(-180^\circ + 60^\circ + 75^\circ = 45^\circ)$. Nesta frequência a magnitude do ganho deve ser 0 (zero) dB.

A magnitude em $\omega_c = 4970$ rad/s corresponde a $G_i(s) = 2,24$ dB. Então, o controlador precisa prover uma atenuação de $G_c(s) = -2,24$ dB.

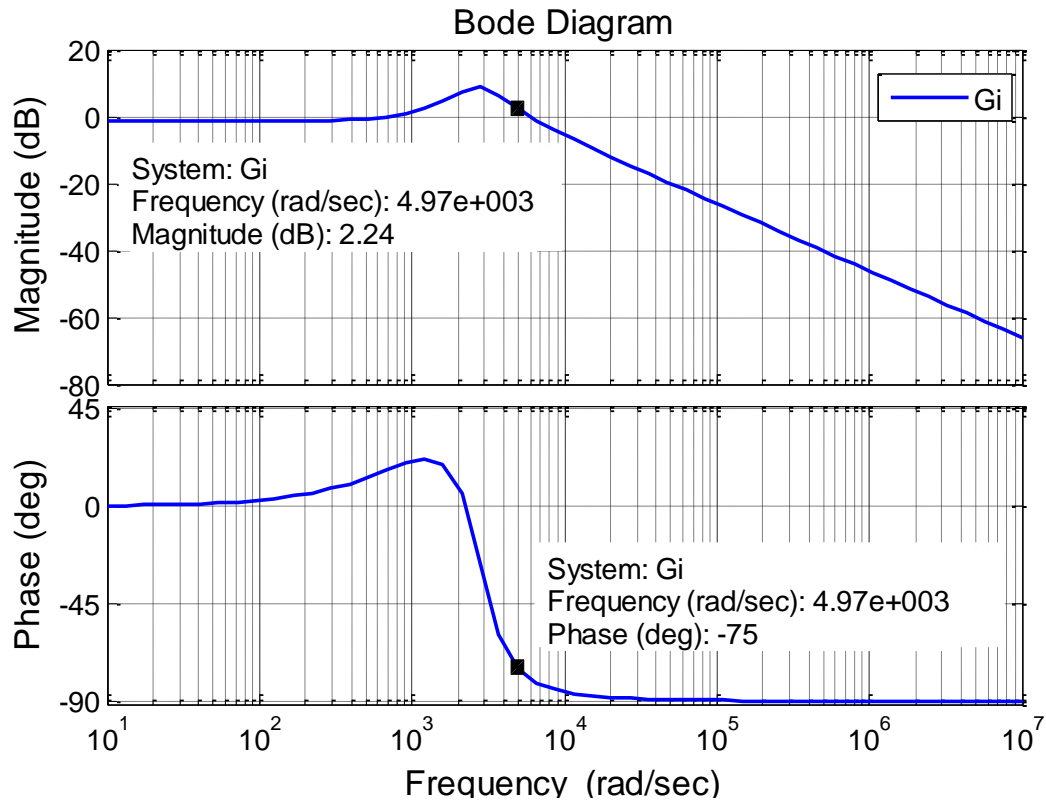


Figura 3.5 Diagrama de Bode para a malha aberta $G_i(s)$.

Considerando a frequência de corte do controlador $\omega_z = 4970$ rad/s, a margem de fase de 60° , $s = j\omega_c$ e o ganho do controlador $G_c(s) = -2,24$ dB, obtém-se os ganhos $k_p = 0,5464$ e $k_i = k_p \omega_z = 2715,4$ a partir de (3.32).

$$G_c(s) = 20 \log \left| K_p \frac{(s + \omega_z)}{s} \right| \quad (3.32)$$

Após simulações, observou-se a necessidade de ajustes nos parâmetros do controlador, sendo ao final o ganho $k_p = 0,5$ e o ganho $k_i = 2500$.

A Figura 3.6 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência do conversor e do controlador em malha aberta, $G_iMA(s)$, após os ajustes dos ganhos do controlador.

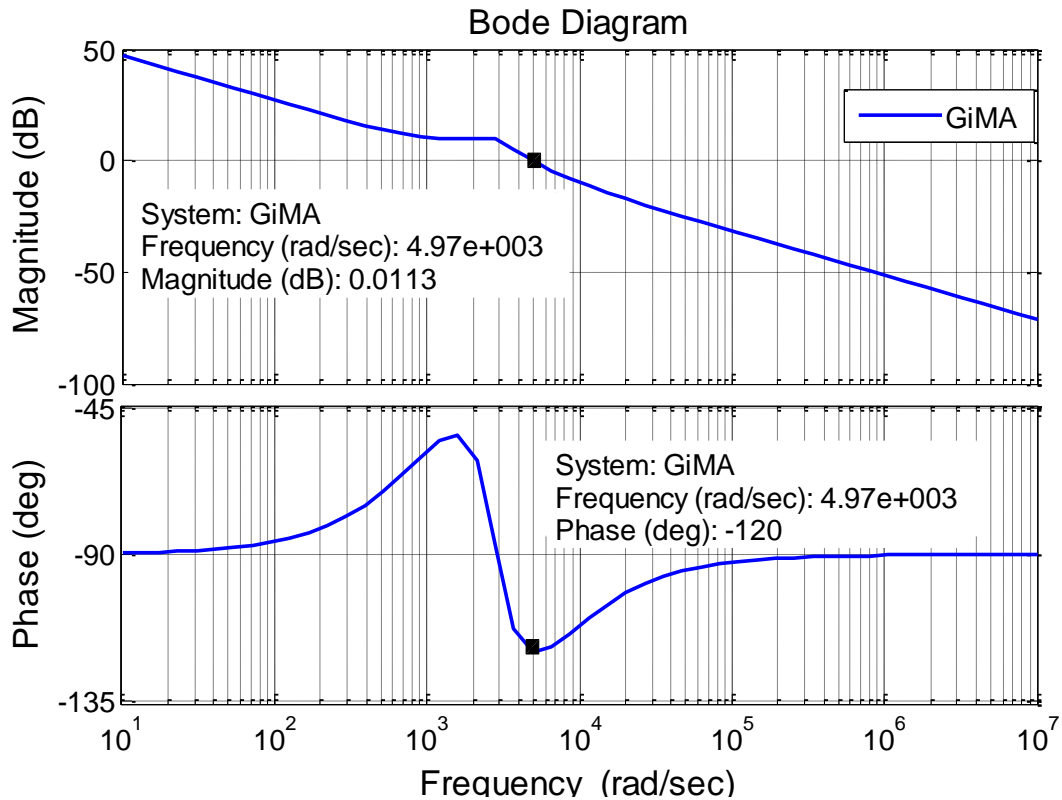


Figura 3.6 Diagrama de Bode do conversor e controlador em malha aberta, $G_iMA(s)$.

3.4. Simulação do conversor operando como emulador de módulo fotovoltaico

Para validar o projeto do controlador foi simulado o funcionamento do emulador alimentando uma carga variável. A corrente da carga varia linearmente entre o valor zero e a corrente de curto circuito do módulo fotovoltaico que está sendo emulado e foi implementada com uma fonte de corrente.

O método empregado para a solução das equações diferenciais foi o de passo fixo discreto, com a finalidade de facilitar a implementação experimental posteriormente. A Figura 3.7 apresenta o diagrama de blocos do controle da malha de corrente com o modelo fotovoltaico como referência.

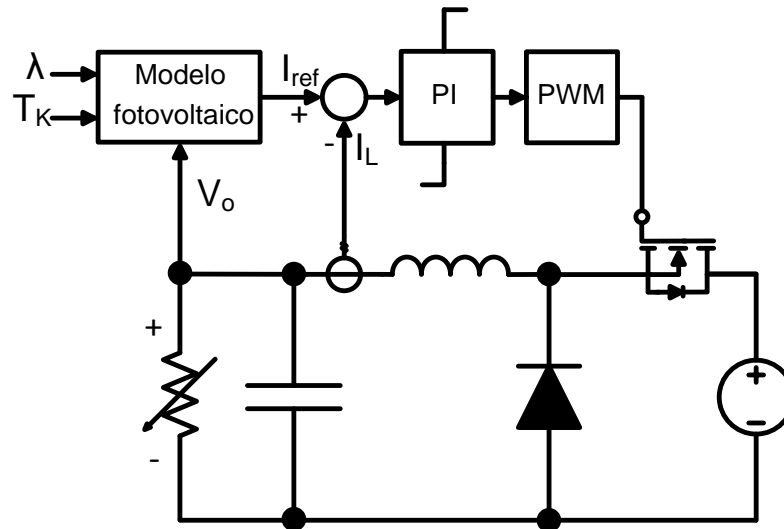


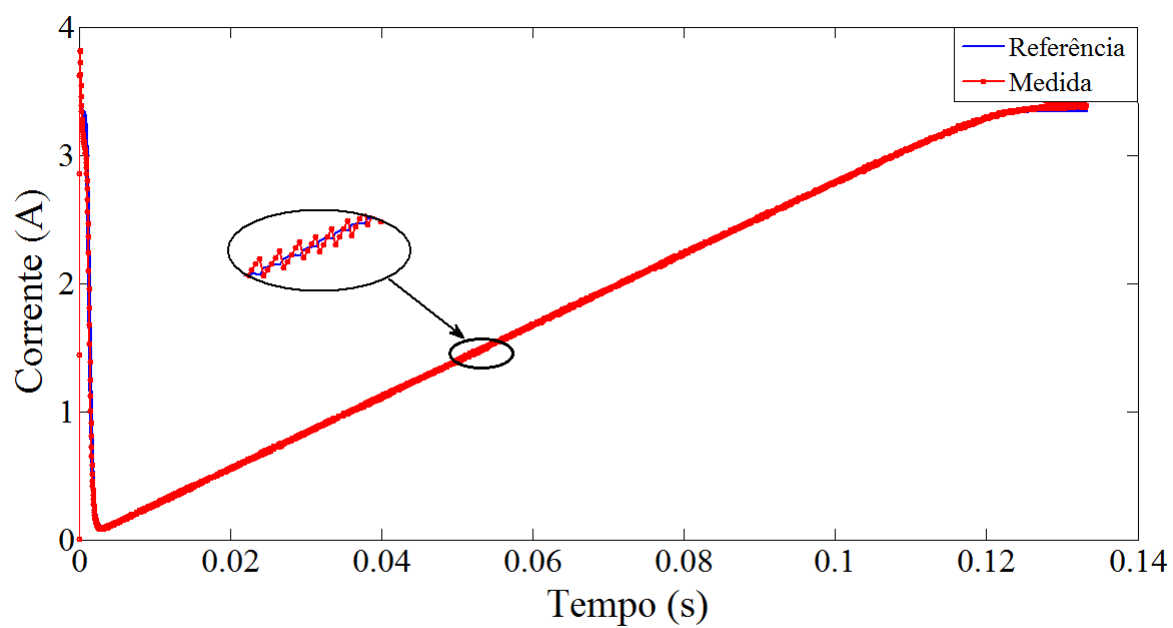
Figura 3.7 Estrutura do modelo do conversor com controle implementado.

A Figura 3.8 mostra o resultado das simulações. A corrente de carga na saída do emulador foi variada de modo a varrer todos os pontos de operação do módulo fotovoltaico. O rastreamento das correntes de referência e medida comprova que os parâmetros do controlador utilizados se mostraram satisfatórios para as referências de correntes em 1000 W/m^2 e 500 W/m^2 , na temperatura de 298 K .

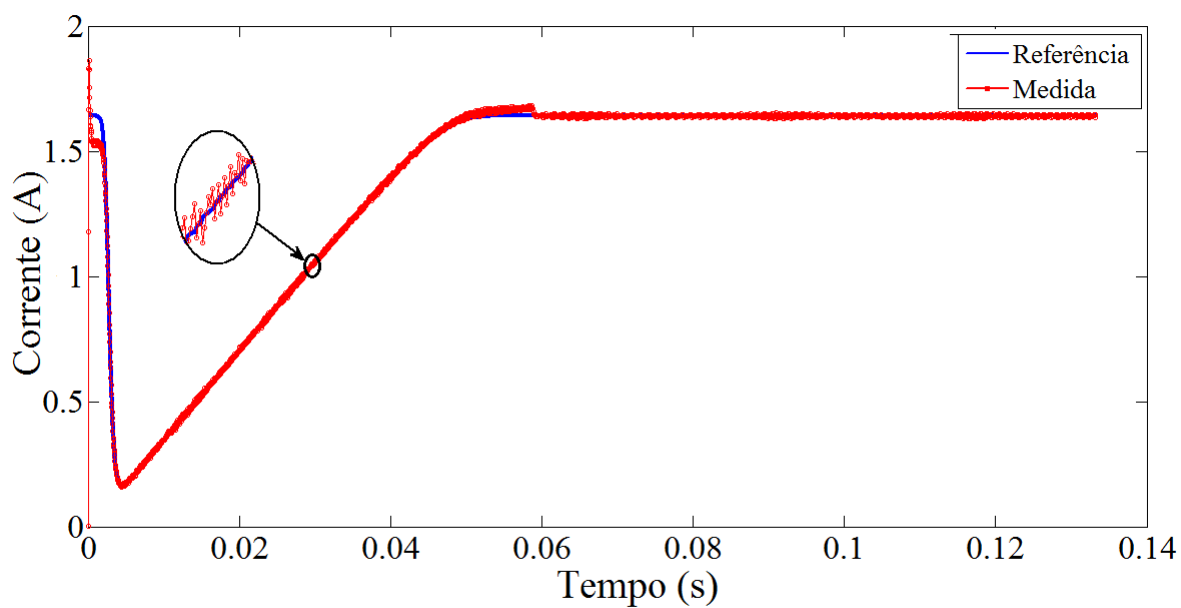
A partir dos resultados obtidos foram determinadas as curvas características do emulador fotovoltaico para as duas situações simuladas.

São mostrados nas Figuras 3.9 e 3.10 as curvas de Tensão versus Corrente e da Tensão versus Potência para as duas situações de irradiações solares: (1000 W/m^2 na Figura 3.9) e (500 W/m^2 na Figura 3.10).

A Figura 3.11 mostra as curvas características de Tensão vs. Corrente e Tensão vs. Potência para um módulo fotovoltaico comercial de 50 W_P da marca Isofoton [14] com uma irradiação solar de 1000 W/m^2 .



(a)



(b)

Figura 3.8 Rastreamento das correntes em simulação: (a) Referência de 1000 W/m^2 e (b) Referência de 500 W/m^2 (298 K).

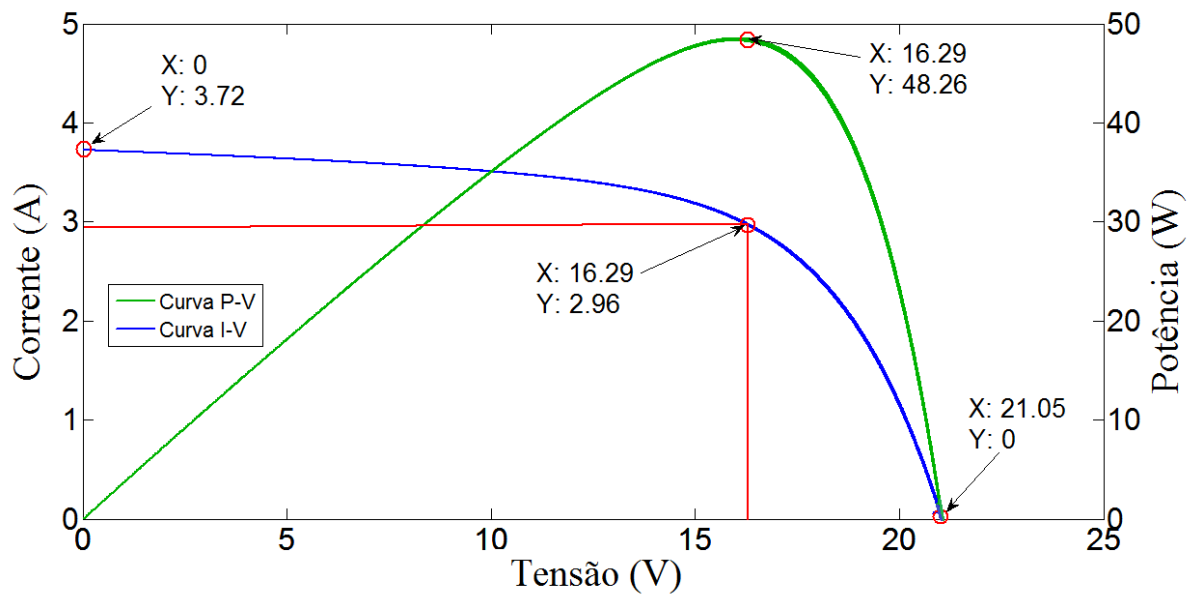


Figura 3.9 Curvas I-V e P-V do modelo do conversor em simulação para a corrente de referência com 1000 W/m^2 .

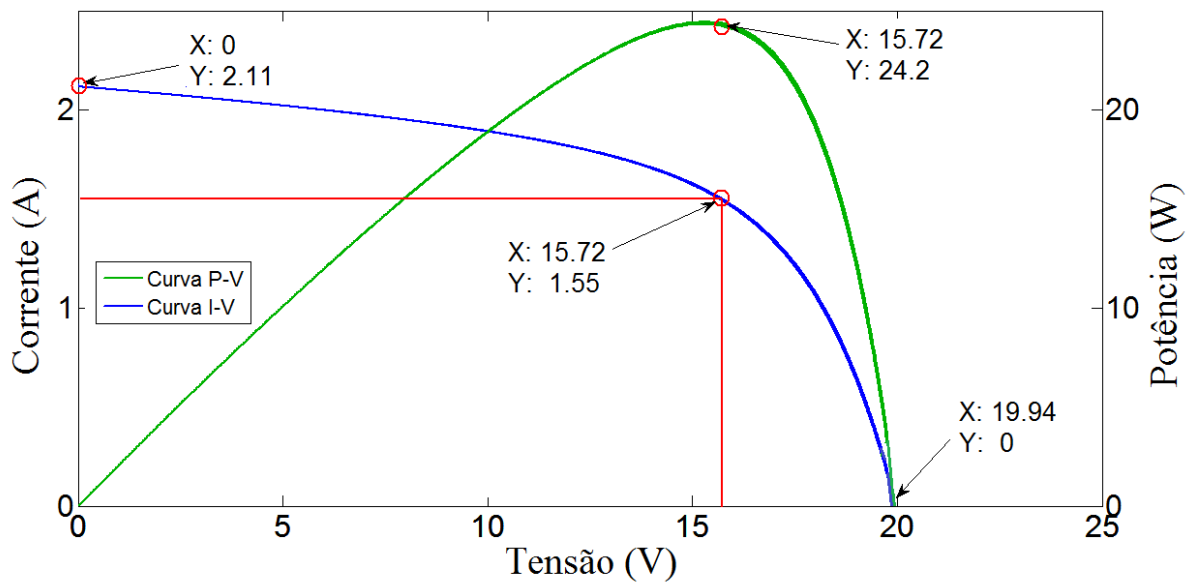


Figura 3.10 Curvas I-V e P-V do modelo do conversor em simulação para a corrente de referência com 500 W/m^2 .

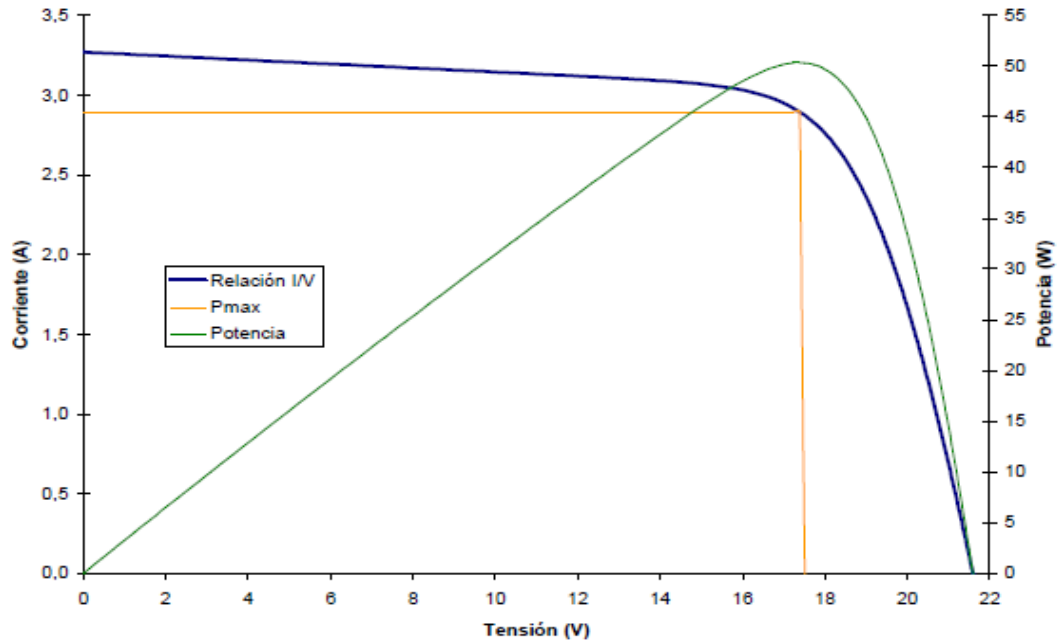


Figura 3.11 Curvas I-V e P-V do módulo fotovoltaico 150 marca Isofoton.

Em seguida foi simulado o funcionamento do emulador para condições de corrente de carga de 2A, 3A e 1A. A figura 3.12 mostra as formas de onda da corrente de referência e da corrente medida na malha de realimentação de corrente do emulador. Podemos observar que a corrente de saída do emulador segue fielmente a corrente de referência.

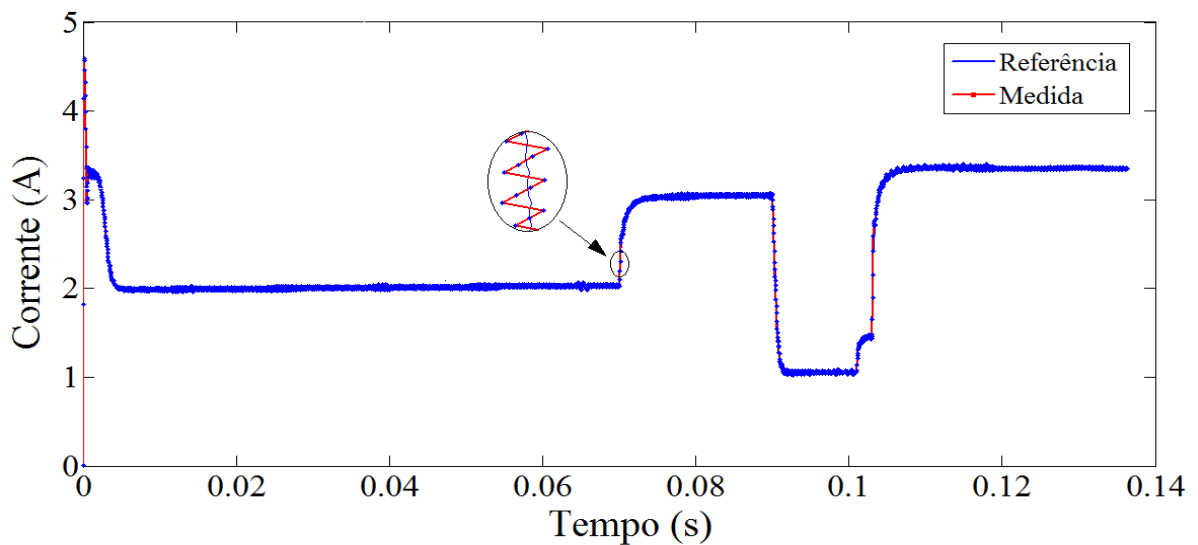


Figura 3.12 Resposta do emulador a diferentes condições de corrente de carga.

3.5. Discretização do controlador

Após o projeto do controlador no domínio do tempo contínuo e os testes para validação de todos os parâmetros em simulação, é necessária a discretização do controle uma vez que a amostragem dos sinais no microcontrolador DSC é executada em tempo discreto. Todo o sistema de controle do simulador foi implementado no *Digital Signal Controller* - DSC TMS320F28335 da *Texas Instruments*.

Para a discretização do controlador uma das formas mais utilizadas consiste no método Tustin ou trapezoidal, tendo como característica a preservação da estabilidade do sistema [11].

A transformação de um sistema no domínio contínuo para o domínio discreto pelo método Tustin é dada por (3.33).

$$G_c(z) = G_c(s) \Big|_{s=\frac{2(z-1)}{t_s(z+1)}} \quad (3.33)$$

Onde, $G_c(z)$ representa a função de transferência discretizada de $G_c(s)$ e t_s o tempo de amostragem do sinal no domínio do tempo. O tempo de amostragem t_s equivale à metade do tempo de um ciclo do chaveamento ou $t_s = 1/2f_{\text{CHAV}}$, com a frequência de chaveamento $f_{\text{CHAV}} = 30 \text{ kHz}$.

Com auxílio da ferramenta computacional c2d do Matlab [11], que emprega 4 métodos de discretização diferentes, foi utilizado o método Tustin ou trapezoidal, obtendo-se a função de transferência de $G_c(z)$ do controlador discretizada, dada por (3.34).

$$G_c(z) = \frac{0,569z - 0,5237}{z - 1} \quad (3.34)$$

A relação de $G_c(z)$ com a saída do controlador $y(z)$ e o erro de corrente $e(z)$, é dada por (3.35).

$$G_c(z) = \frac{y(z)}{e(z)} \quad (3.35)$$

Substituindo (3.34) em (3.35) chega-se à expressão (3.36).

$$\frac{y(z)}{e(z)} = \frac{(0,569z - 0,5237)}{(z-1)} \quad (3.36)$$

Resolvendo a operação, chega-se à equação de diferenças (3.37) para posterior implementação em um microcontrolador.

$$y_{(k)} = 0,569e_{(k)} - 0,5237e_{(k-1)} + y_{(k-1)} \quad (3.37)$$

A saída atual e no instante anterior do controlador PI são representadas por $y_{(k)}$ e $y_{(k-1)}$, respectivamente.

O erro entre a corrente de referência e a corrente no indutor no instante atual e no instante anterior são representados por $e_{(k)} = I_{ref(k)} - I_{L(k)}$ e $e_{(k-1)} = I_{ref(k-1)} - I_{L(k-1)}$, respectivamente. Para que o controlador opere dentro da faixa desejada são implementadas saturações no cálculo da integral do erro e na saída do controlador.

3.6. Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o projeto do controle do conversor *Buck* para operar como emulador de módulos fotovoltaicos. A partir dos parâmetros definidos, foi determinado o modelo do conversor e realizados os cálculos para o projeto do controlador no domínio da frequência utilizando diagramas de Bode.

Foram feitas simulações para validar o projeto do controle da malha de corrente do emulador a partir das características de um módulo fotovoltaico comercial.

A simulação consistiu em variar continuamente e depois em degraus a carga na saída do emulador e mostrar que a corrente de saída do emulador segue a corrente de referência obtida a partir das equações de modelagem do módulo fotovoltaico.

A partir da tensão e corrente na saída do emulador foram determinadas as curvas características de Corrente vs. Tensão e de Potência vs. Tensão do emulador comparando-as com as do módulo fotovoltaico comercial.

Por fim, foi realizada a discretização da equação do controlador, com a finalidade de facilitar a implementação do controle em um microcontrolador.

Capítulo 4.

Desenvolvimento do protótipo do emulador

4.1. Introdução

Neste capítulo é apresentado o protótipo do emulador de módulos fotovoltaicos implementado em laboratório. É feita a apresentação de todos os componentes e a descrição geral de funcionamento do sistema.

4.2. Elementos do protótipo do emulador

O protótipo do emulador utilizado neste estudo é composto de um arranjo onde se emprega um conversor c.c. *Buck*, um sistema de desenvolvimento empregando um controlador digital de sinais (DSC), um circuito para medição da corrente e da tensão na saída do conversor e um microcomputador.

O microcontrolador utilizado na montagem do protótipo experimental é o TMS320F28335 de 32 bits da *Texas Instruments*. Este microcontrolador é capaz de executar operações em ponto flutuante a uma frequência de até 300 MHz, possui 16 canais ADC de 12 bits, seis módulos capazes de gerar sinais modulados por largura de pulso (PWM) com tempo morto ajustável entre os sinais de comando de um braço de transistores. Neste protótipo são utilizados dois canais ADC para medir a tensão e a corrente de saída do conversor *Buck* [20].

Uma interface de condicionamento dos sinais analógicos a serem amostrados pelo microcontrolador promove a adequação dos valores medidos através dos sensores de tensão e corrente de saída do emulador aos valores máximos admissíveis de entrada do conversor A/D do microcontrolador.

A Figura 4.1 apresenta o diagrama esquemático da placa de medição. Nesta placa foi utilizado um amplificador *rail-to-rail* OPA2350 da *Texas Instruments*

alimentado com uma tensão de 3,3 V. A alimentação do amplificador nessa tensão possibilita a limitação do sinal de saída entre 0 (zero) e (três) volts de forma a não oferecer risco para o conversor A/D do DSC [21].

A medição de tensão é feita por um divisor resistivo seguido de um “buffer” para proteção do A/D de entrada do DSC. A medição da corrente é feita por um resistor, R_{sh} e um amplificador inversor com o ganho necessário para a leitura pelo A/D do DSC.

O fundo de escala de corrente e tensão para o ADC no DSC é:

$$V_{ADC_A2} = \frac{(ADCRESULT0) \times 25}{4095} - 0,537 = ADCRESULT0(0,006105006) - 0,537 \quad (4.1)$$

$$I_{ADC_A3} = \frac{(ADCRESULT1) \times 8}{4095} - 0,07 = ADCRESULT1(0,001953601) - 0,07 \quad (4.2)$$

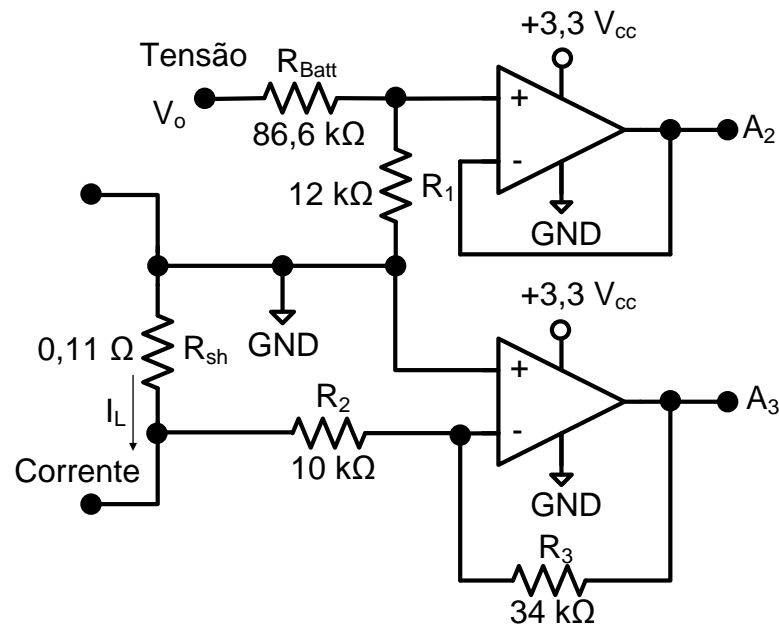


Figura 4.1 Diagrama esquemático da placa de amplificadores de medição.

4.3. Descrição do sistema

Para que o protótipo emule as características do módulo fotovoltaico para o conversor duas alternativas são apresentadas. A Figura 4.2 apresenta o diagrama de blocos do sistema onde são disponibilizadas as duas formas de obtenção das

características do módulo fotovoltaico em um microcomputador. No microcontrolador (DSC) são implementadas as equações das correntes de referências (2.7) e (2.8), equivalente à posição 1 do diagrama de blocos da figura e uma Tabela de pontos com ajuste por interpolação linear, equivalente à posição 2 do diagrama da figura.

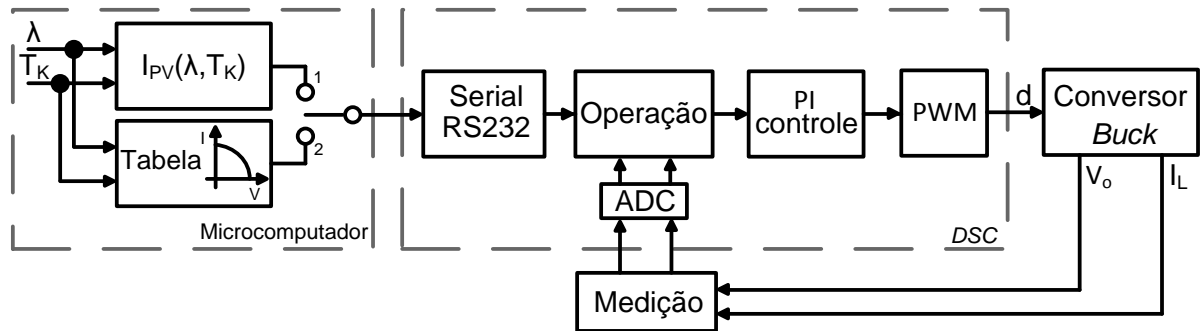


Figura 4.2 Diagrama de blocos do protótipo do emulador.

4.3.1. Implementação da equação de corrente fotovoltaica no microcontrolador

Uma das formas de operar o simulador é através da programação das curvas características do módulo fotovoltaico que gera a corrente de referência utilizando as equações (2.7) e (2.8) no *firmware* do DSC. É utilizada uma comunicação serial RS232 entre o computador e o DSC para envio dos coeficientes a, b e c das correntes de referência, de acordo com o método descrito na seção 2.6.

Para as variações de irradiação incidente e temperatura, novos pontos e coeficientes deverão ser determinados resultando em novas equações de correntes de referência.

A Figura 4.3 apresenta o fluxograma do arranjo de envio dos coeficientes ao DSC.

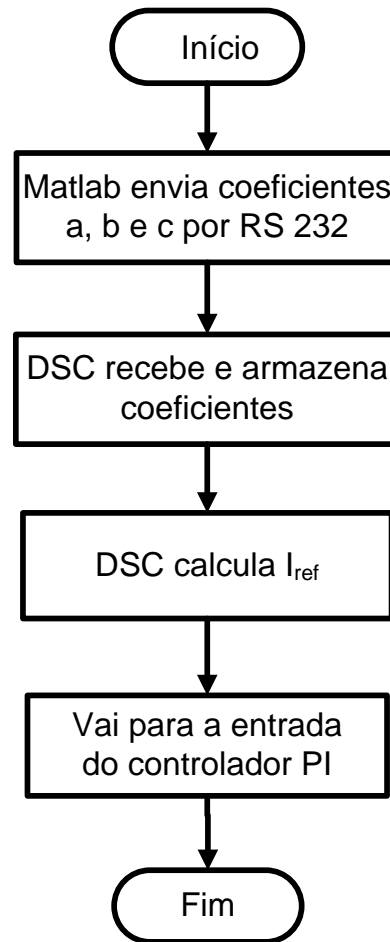


Figura 4.3 Fluxograma de envio dos coeficientes do computador ao DSC.

4.3.2. Implementação da tabela de pontos I-V e interpolação linear no microcontrolador

A outra forma de operação do emulador consiste na construção de uma Tabela com um conjunto de par de pontos representando a corrente e a tensão. Da mesma forma anterior esta Tabela de pontos é enviada ao DSC via RS232. O DSC mede a tensão de saída V_o e procura na tabela o valor correspondente à corrente de referência I_{ref} .

Considerando que a tabela, por limitação de área de memória, possui um número finito de pares (tensão vs. Corrente) é implementada uma rotina de interpolação linear no DSC para estimar o valor da corrente de referência quando o valor medido de V_o não estiver tabelado.

A Figura 4.4 apresenta o gráfico ilustrativo do mecanismo de interpolação linear baseada em semelhança de triângulos, bem como a equação (4.3) que permite encontrar o valor da corrente de referência.

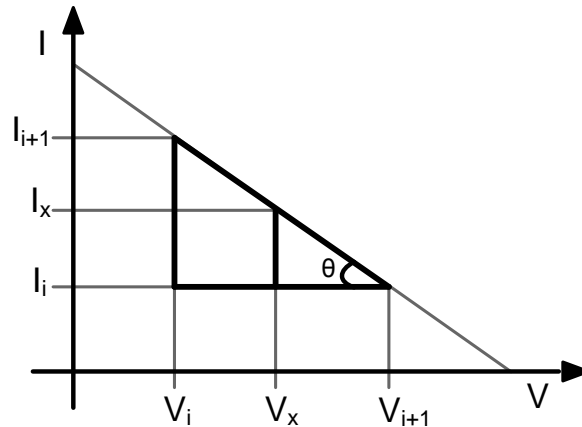


Figura 4.4 Gráfico de interpolação linear por semelhança de triângulos.

$$I_x = I_i + (V_{i+1} - V_x) \frac{(I_{i+1} - I_i)}{(V_{i+1} - V_i)} \quad (4.3)$$

Onde:

V_x	Valor da tensão medido;
I_x	Valor da corrente calculado por interpolação;
V_{i+1}	Valor tabelado no DSC superior ao valor de V_x medido;
V_i	Valor tabelado no DSC inferior ao valor de V_x medido;
I_{i+1}	Valor tabelado no DSC correspondente ao valor de V_i ;
I_i	Valor tabelado no DSC correspondente ao valor de V_i .

A Figura 4.5 apresenta o fluxograma do algoritmo de interpolação linear de pontos para determinação de I_{ref} implementado no DSC.

Após o cálculo da corrente de referência no DSC e da leitura da corrente de saída do conversor (I_L), o DSC calcula o erro da malha de corrente e a saída do controlador PI necessária para impor a corrente desejada. A saída do controlador ajusta o ciclo de trabalho do transistor através do modulador por largura de pulso (PWM).

A Figura 4.6 apresenta o resumo das estruturas internas no bloco “Operação” da Figura 4.2 com as duas formas de operação descritas na subseção 4.3.1 e 4.3.2.

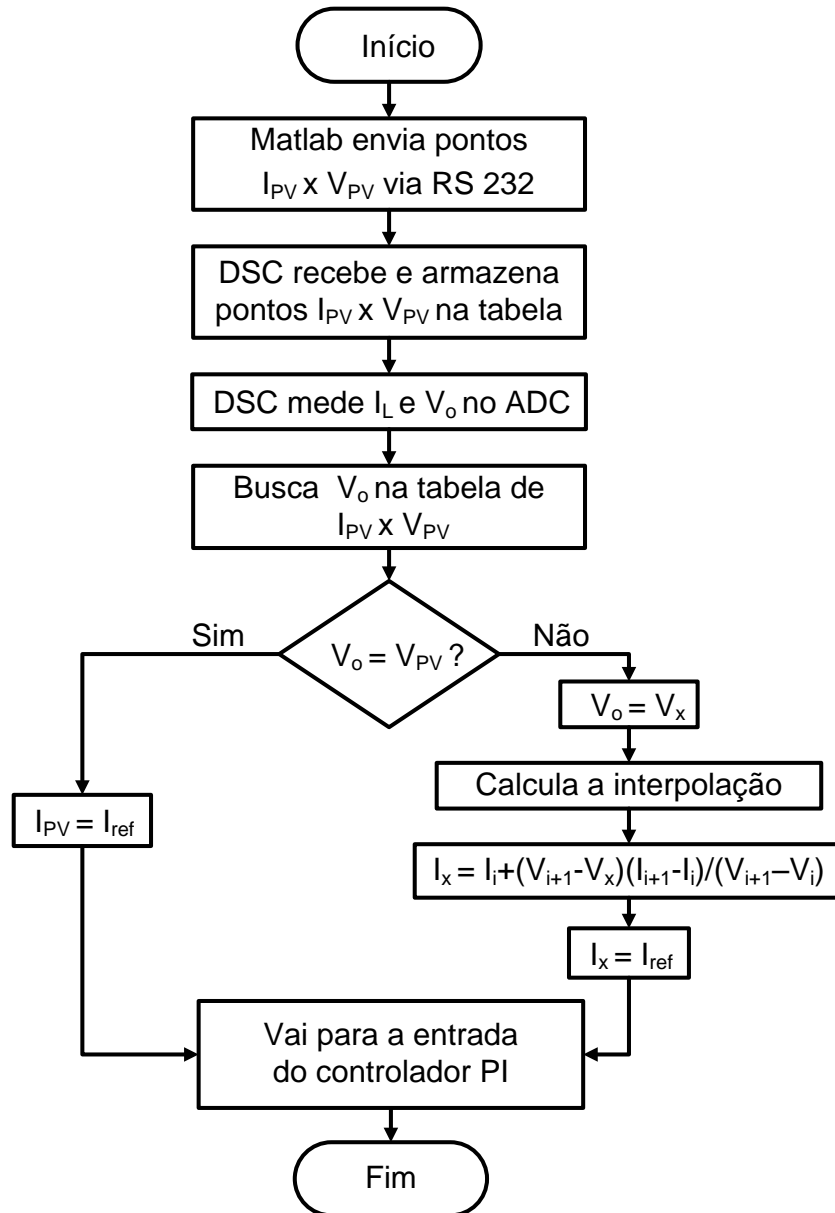


Figura 4.5 Fluxograma de determinação de I_{ref} implementado no DSC.

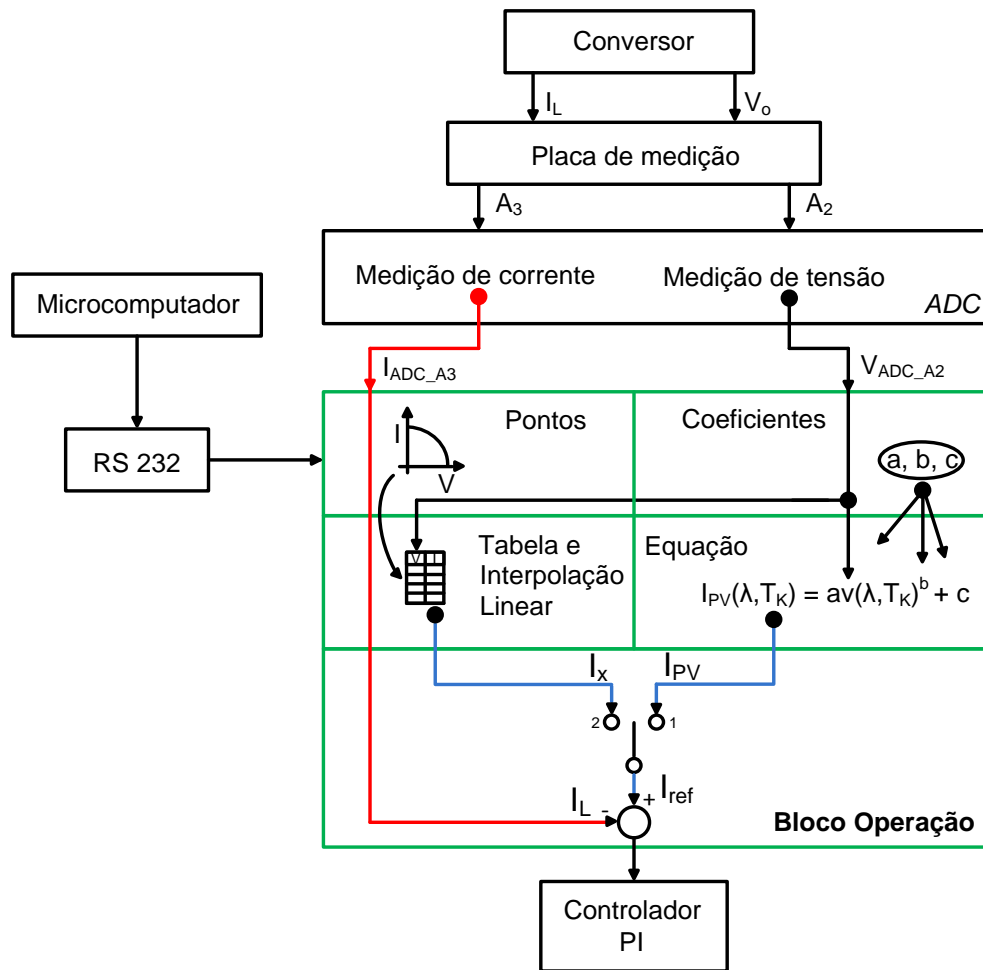


Figura 4.6 Detalhes internos do bloco Operação.

4.4. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os elementos que compõem o protótipo do emulador a partir dos resultados das simulações. Foi apresentado o diagrama de blocos do experimento geral e os fluxogramas que explicam a forma de envio dos dados referentes a um módulo fotovoltaico por um microcomputador. Pode-se concluir que o arranjo proposto atende satisfatoriamente ao projeto por ser de construção simples composto de um microcontrolador onde se programou toda a rotina descrita neste capítulo. Foram comprovadas e validadas ambas as opções de emular as curvas fotovoltaicas no microcontrolador apresentadas neste trabalho, sendo que a opção de enviar os coeficientes da equação de referência da corrente fotovoltaica se apresentou melhor, por ser de implementação mais simples, comparada com a construção da tabela de pontos com interpolação linear.

Capítulo 5.

Resultados experimentais

5.1. Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados da implementação do protótipo do emulador em laboratório.

Para a montagem experimental foram empregadas as equações obtidas que representam o comportamento do módulo fotovoltaico. Na saída do conversor foi ligada uma fonte de corrente funcionando como carga eletrônica extraindo do simulador uma corrente triangular de modo a permitir o traçado das características do módulo fotovoltaico. A Figura 5.1 apresenta o diagrama de montagem da fonte de corrente.

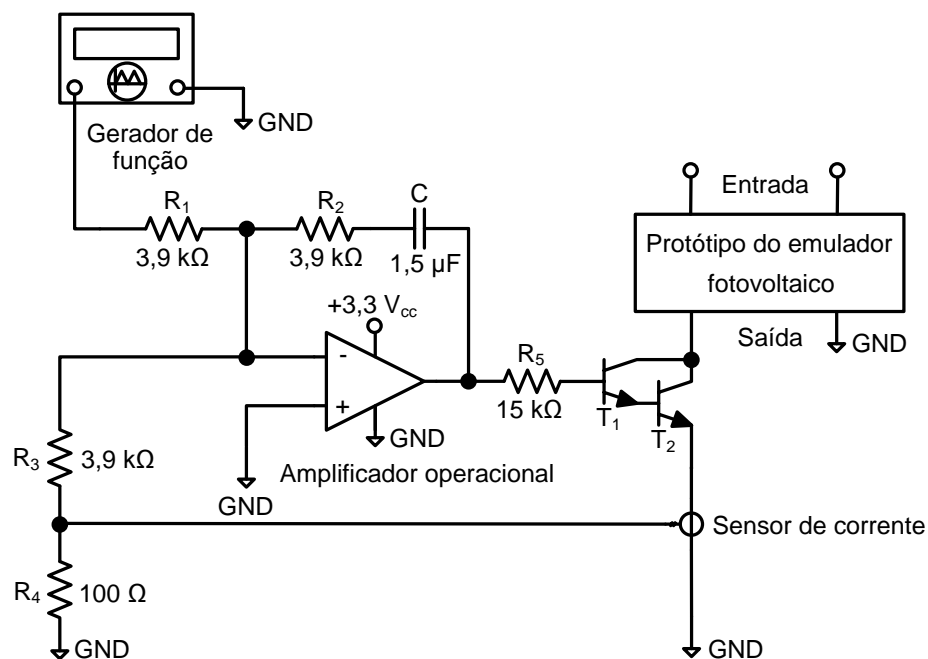


Figura 5.1 Topologia da carga eletrônica utilizada para os testes experimentais.

A fonte de corrente é implementada comparando a corrente de referência fornecida pelo gerador de função com a corrente extraída do emulador do módulo fotovoltaico. Um controlador PI é o responsável por garantir que a corrente no simulador reproduza a corrente de referência fornecida pelo gerador de função. Foram realizados dois experimentos com referências de corrente diferentes para simular o funcionamento do emulador com dois níveis de irradiações incidentes. As formas de onda que descrevem as características fotovoltaicas do experimento foram registradas através de um osciloscópio digital.

5.2. Resultados da corrente de referência para irradiação de 1000 W/m² a 298 K (25° C)

Com emprego da fonte de corrente foi extraída do emulador uma corrente triangular na frequência de 5 Hz, inicialmente considerando o funcionamento do emulador para uma corrente de referência correspondente a uma irradiação de 1000 W/m² e temperatura de 298 K. A Figura 5.2 apresenta as formas de onda com os valores aproximados para $V_{oc} \approx 17,8$ V e $I_{sc} \approx 2,54$ A. A Figura 5.3 apresenta as curvas I-V e P-V do emulador fotovoltaico.

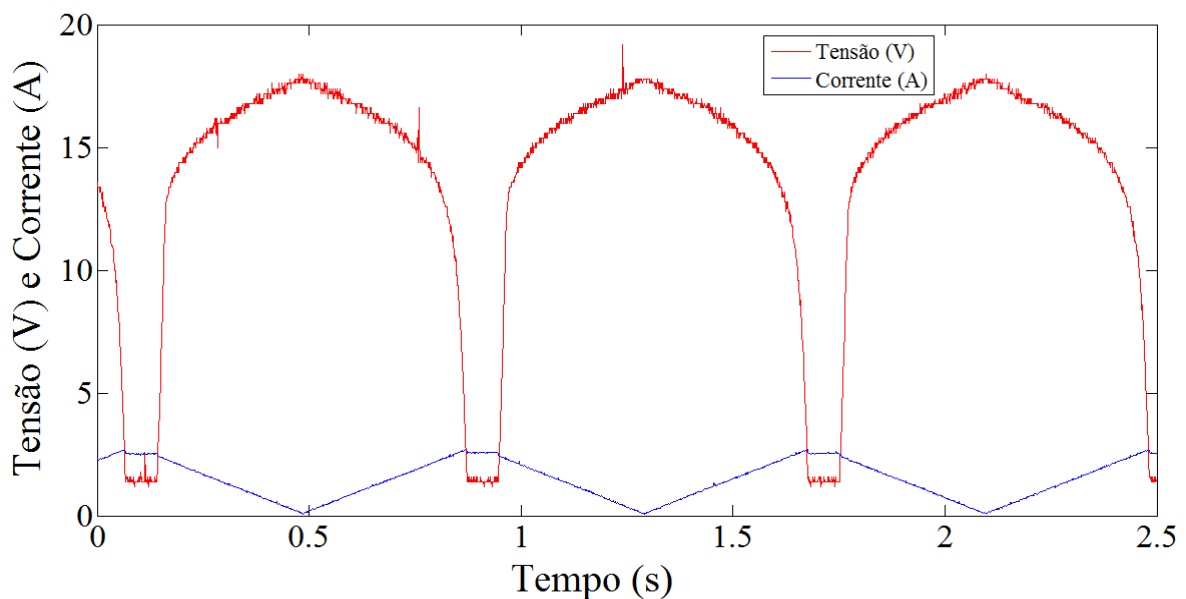


Figura 5.2 Saída do emulador experimental para a tensão e corrente em 1000 W/m².

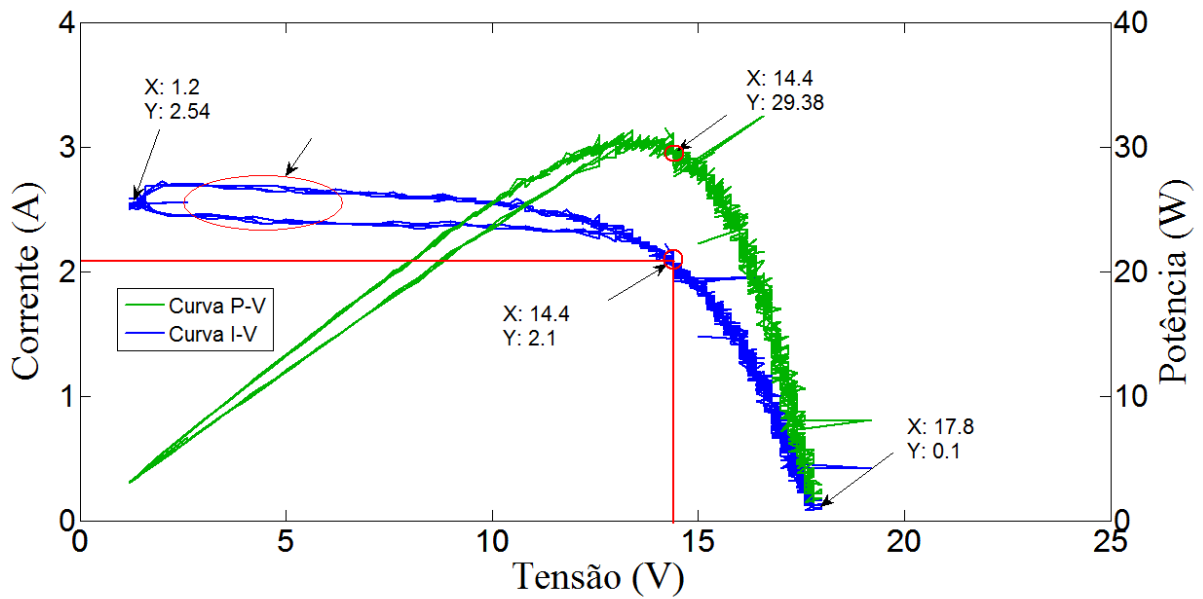


Figura 5.3 Saída do emulador experimental com curvas I-V e P-V para referência de 1000 W/m^2 .

5.3. Resultados da corrente de referência para irradiação de 500 W/m^2 a 298 K (25° C)

Foi simulada uma nova condição de operação, agora com uma corrente de saída triangular na frequência de 2 Hz e considerando o funcionamento do emulador com uma corrente de referência correspondente a uma irradiação de 500 W/m^2 e temperatura de 298 K .

A Figura 5.4 apresenta as formas de onda com os valores aproximados para $V_{oc} \approx 12,88 \text{ V}$ e $I_{sc} \approx 1,26 \text{ A}$ e a Figura 5.5 apresenta a curva I-V e P-V do emulador fotovoltaico.

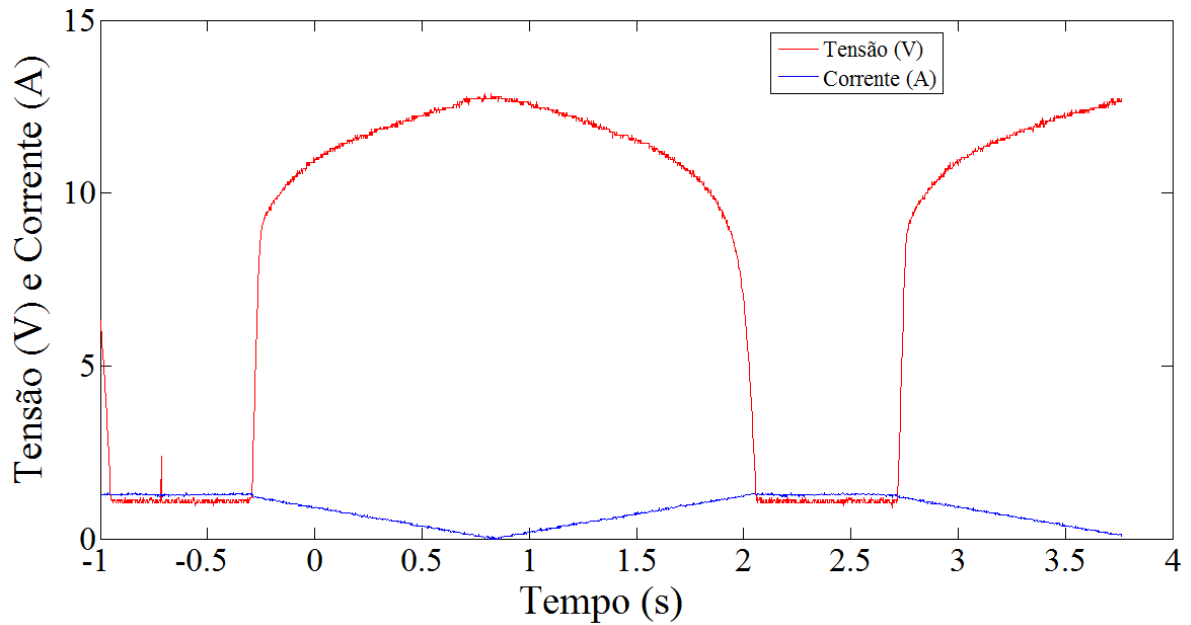


Figura 5.4 Saída do emulador experimental para tensão e corrente em 500 W/m².

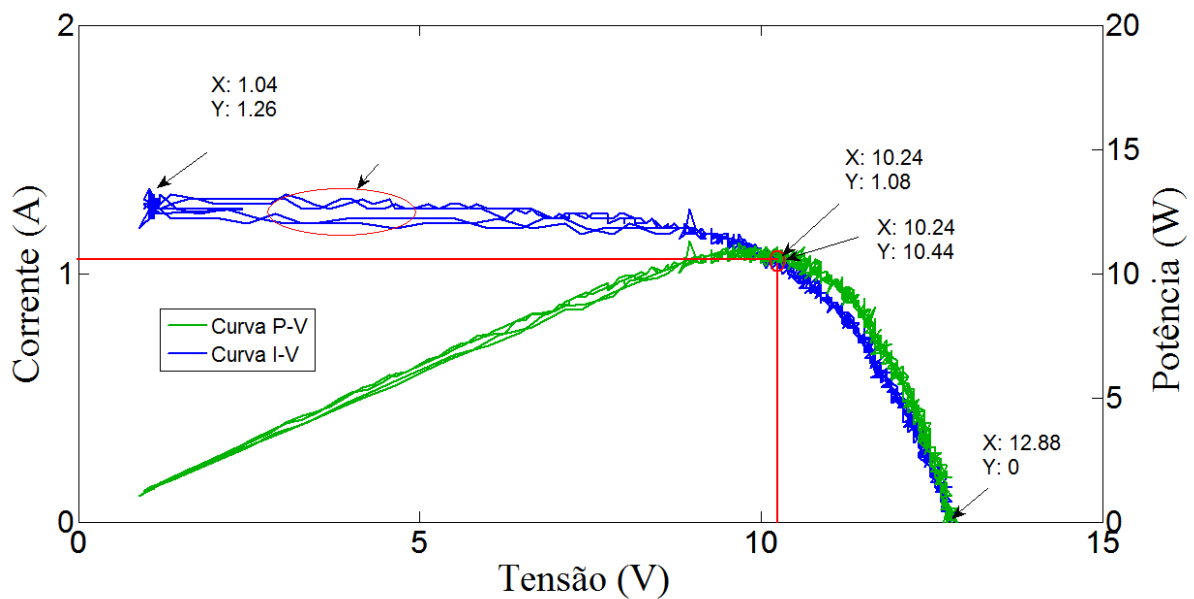


Figura 5.5 Saída do emulador experimental com curvas I-V e P-V para referência de 500 W/m².

5.4. Comentários sobre os resultados experimentais

Observou-se que não foi possível obter pontos da curva próximos à operação do emulador em curto-circuito nas curvas características de Corrente vs. Tensão e Potência vs. Tensão como mostrado nas Figuras 5.3 e 5.5.

Este problema deve-se a três fatores distintos:

- a) A carga eletrônica utilizada não permite o curto-circuito do emulador do módulo fotovoltaico, devido a presença dos transistores T_1 e T_2 como mostrado na Figura 5.1;
- b) As medições tanto da corrente no indutor quanto da tensão na saída do emulador são feitas com amplificadores operacionais que apesar de serem do tipo “*rail-to-rail*” na entrada não são capazes de medir tensões muito próximas de zero (da ordem de algumas dezenas de mV);
- c) O conversor *Buck* utilizado também não é capaz de gerar tensões de saída muito próximas de zero volt.

Uma das soluções seria a utilização de uma topologia de conversor do tipo “*Buck Síncrono*” ou de um braço de inversor que permitisse gerar tensões ligeiramente negativas ou muito próximas de zero.

5.5. Conclusões

Pode-se concluir que os modelos e o arranjo experimental atenderam bem as expectativas do que foi proposto para um protótipo de emulador fotovoltaico a partir de arranjos simples. Os resultados das simulações realizadas no capítulo 3 foram utilizados no protótipo e comprovaram a validade destas simulações e viabilidade da construção de um emulador de potência maior para uso em laboratório.

Embora não tenha sido feito uma estimativa dos custos dos materiais, de um modo geral espera-se que o arranjo mesmo com desenvolvimentos futuros possua custos bastante inferiores se comparado com os emuladores comerciais tradicionais.

Pode-se destacar algumas características importantes deste trabalho em relação a alguns arranjos citados no capítulo 2, como:

- Projeto e construção simples de uma fonte de alimentação capaz de emular o funcionamento de um módulo fotovoltaico permitindo um ganho no teste de equipamentos que devem funcionar conectados a módulos fotovoltaicos;
 - Facilidade de implementação das características fotovoltaicas no DSC;
 - Emprego de conversor c.c. de fácil controle.
-

Capítulo 6.

Conclusões finais e proposta de continuidade

Este estudo teve como objetivo desenvolver o protótipo de um emulador de módulo fotovoltaico para uso em aplicações de laboratório.

A partir da metodologia utilizada, foi possível implementar uma simulação computacional que permitiu a reprodução das curvas de um módulo fotovoltaico e o estabelecimento de uma equação simples representando o seu comportamento.

A partir desta simulação um conversor *Buck* foi utilizado para implementar o estágio de potência do simulador. Um controlador digital de sinais faz a leitura da tensão de saída e gera uma corrente de referência para o indutor do conversor. Uma malha de realimentação garante que a corrente no indutor do conversor siga esta corrente de referência.

Os resultados obtidos comprovaram a viabilidade da solução analisada, embora sejam necessárias melhorias na interface de medição da tensão e da corrente do emulador. Estas medições devem-se ao fato de que a faixa dinâmica destas variáveis é muita extensa.

Os trabalhos futuros terão como objetivo a melhoria da interface homem-emulador de modo a facilitar a implantação de novas curvas representando o funcionamento do módulo fotovoltaico que simulem as diferentes condições de sua operação, como exemplo, insolação diária, situações de sombreamento total ou parcial e estações do ano.

Diante das estratégias de emular módulos fotovoltaicos estudadas neste trabalho podem-se considerar válidos os resultados obtidos e propor continuidades do estudo.

Como continuidade sugere-se os seguintes trabalhos:

- Otimizar a rotina de armazenamento das características fotovoltaicas no DSC para que o método de interpolação linear seja processado com maior rapidez, garantindo a eficiência da operação.
 - Estudar outras topologias de conversores para testar o desempenho em aplicações fotovoltaicas de forma que atenda os limites de contorno das curvas de um módulo fotovoltaico comercial.
 - Projetar o fundo de escala da entrada de medição A/D considerando as particularidades da entrada/saída dos amplificadores empregados, acrescentando a condição desejada, como mencionado na seção 5.4.
 - Melhorar as rotinas de programação entre microcomputador e microcontrolador com a finalidade de testar vários níveis de irradiação e temperatura em tempo real, criando, por exemplo, uma tabela para coeficientes da equação da corrente de referência para vários níveis de irradiação e temperatura.
 - Criar uma interface gráfica do usuário do computador com o emulador de forma a ter acesso aos dados da qualidade da simulação, como dados da carga, rendimento, potência, etc.
 - Desenvolver outros protocolos de interface para envio de dados do computador ao emulador, como USB, além da serial RS232 existente.
-

Referências bibliográficas

- [1] SP-Seminário Energia no Brasil e a Sustentabilidade no Século 21: Oportunidades e Desafios, 12 de novembro de 2012. Disponível em: <http://revistasustentabilidade.com.br>

- [2] Conferência das Nações Unidas sobre Desenvolvimento Sustentável, Rio+20. 20 a 22 de junho de 2012. Disponível em: <http://www.onu.org.br>

- [3] “*Microgrids e Geração Distribuída*”, Jornal eletrônico da Famicalli Engenharia Ltda, 12 de maio de 2011. Disponível em: <http://www.famicalli.com.br>

- [4] “Geração Distribuída no Brasil: Oportunidades e Barreiras”, SBPE, Revista Brasileira de Energia, Vol. 11 número 2, 2010.

- [5] F. Yusivar, M. Y. Farabi, R. Suryadiningrat, W. W. Anaduta, and Y. Syaifudin, “*Buck-Converter Photovoltaic Simulator*”, Electrical Engineering Department, Universitas Indonesia, IJPEDS, Vol.1 N. 2, December 2011, pp. 156-167.

- [6] Ahmed Koran, Kinishiro Sano, Rae-Yong Kin and Jin-Sheng (Jason) Lai, “*Design of Photovoltaic Simulator With a Novel Reference Signal Generator and Two-Stage LC Output Filter*”, IEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, N. 5, May 2010.

- [7] Jordan G. Trapp, Luciano P. de Lima, Felix A. Farret, Felipe T. Fernandes, Gleisson Balen, “*FC and PV Emulation by Buck Converter Based Experimental V-I Curves and Dynamic Response* - Center of Studies in Energy and Environment (CEEMA), Post-Graduation Program in Electrical Engineering (PPGEE) Technological Center, Federal University of Santa Maria – UFSM.

- [8] Jie Zhao and Jonathan Kimball, “*A Digitally Implemented Photovoltaic Simulator with a Double Current Mode Controller*”, Electrical and Computer Engineering Missouri, S & T, 2012.

- [9] Walker, G., “*Evaluating MPPT Converter Topologies using a Matlab PV Model*”, Journal of Electrical and Electronics Engineering, Australia, Vol. 21, pp. 49–55, 2001.
- [10] Patel, M. R. “*Wind and solar power systems, Design, analysis and Operation*”, 2nd Edition, 2006, CRC Press LLC.
- [11] Seguel, J. L. L., “*Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital*” – Dissertação de Mestrado – Área de pesquisa: Eletrônica de Potência, PPGEE – UFMG, 2009.
- [12] J. A. Gow, C. D. Manning. “*Development of a photovoltaic array model for use in power electronics simulation studies*” - IEEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 146, no. 2, pp. 193-200, March 1999.
- [13] 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, July 2007.
- [14] Photovoltaic Module Catalogue, I-50 model, ISOFOTON, www.isofoton.com
- [15] N. Mohan, I. Undeland and W. Robbins, “*Power Electronics: Converters, Applications and Design*”, John Willey & Sons, 1989, New York
- [16] Ivo Barbi, “*Projetos de Fontes Chaveadas*” - Universidade Federal de Santa Catarina, 2002, Florianópolis, SC.
- [17] J. A. Pomilio, “*Topologias Básicas de Fontes Chaveadas*” - Fontes Chaveadas, UNICAMP.
- [18] R.D. Middlebrook and S. Cuk: “*A General Unified Approach to Modeling Switching Converter Power Stage*”, 1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp. 18-34.
-

-
- [19] R. Erickson, D. Maksimovic. *“Fundamentals of Power Electronics”*. Kluwer Academic Publishers, Second Edition, 2000, University of Colorado, USA.
- [20] DSC TMS320F28335, Texas Instruments.
- [21] Datasheet OPA amplificadores operacionais. Disponível em: www.ti.com
- [22] Ivo Barbi, *“Projeto Físico de Indutores e Transformadores”* – INEP, Universidade Federal de Santa Catarina, 2002, Florianópolis, SC.
- [23] Datasheet Coilcraft indutores. Disponível em: www.coilcraft.com
- [24] Datasheet International Rectifier Inc., IRF540Z/S/L Mosfet, disponível em www.datasheet.com
- [25] Datasheet DIGI-KEY Corporation, USA. Fornecedor de componentes eletrônicos, disponível em: www.digikey.com
- [26] Datasheet Micro Components Semiconductor Data, MBR20100CT, disponível em www.mccsemi.com
- [27] Datasheet EPCOS components Series Radial Lead Aluminium Electrolytic Capacitors, disponível em www.digikey.com
-

Apêndice

Dimensionamento do conversor *Buck*

A.1. Cálculo da indutância

De acordo com [15], o sucesso na construção e no perfeito funcionamento de um conversor c.c. está intimamente ligado com um projeto adequado dos elementos magnéticos. O grande problema reside no fato de que transformadores e indutores operando em alta frequência inserem no circuito de potência uma série de elementos parasitas (não-idealidades). Os elementos parasitas são: indutância de magnetização, indutância de dispersão, capacitâncias entre enrolamentos, capacitâncias entre espiras, etc. Tais elementos parasitas se refletem em resultados indesejáveis no funcionamento do conversor.

Os resultados mais comumente observáveis são picos de tensão nos semicondutores, altas perdas e emissão de ruídos (interferência eletromagnética conduzida e irradiada).

São apresentados os dados gerais para o projeto dos elementos do conversor *Buck*:

- Tensão de alimentação: $V_g = 50 V_{cc}$;
- Frequência de chaveamento: $f_{CHAV} = 30 \text{ kHz}$;
- Potência de saída: 200 W ;
- Tensão de saída: $V_o = 25 V_{cc}$;
- Corrente de saída: $I_L = 8 \text{ A}$;
- Ondulação da corrente no indutor $\Delta i_{Lm\acute{a}x} = 10\%$ da corrente de saída;
- Ondulação da tensão no capacitor de entrada $\Delta v_{in} = 1\%$ da tensão de entrada;

- Ondulação da tensão no capacitor de saída $\Delta v_C = 1\%$ da tensão de saída;
- Amplitude da onda portadora triangular do PWM: $V_m = 1$ V.

Considerando o conversor *Buck* ideal e desprezando a ondulação da tensão de saída, a ondulação da corrente no indutor de saída, $\Delta i_{Lm\acute{a}x}$ é determinada por (A.1) [16]:

$$\Delta i_{Lm\acute{a}x} = \frac{V_g d(1-d)}{f_{CHAV} L} \quad (A.1)$$

Onde:

d Ciclo de trabalho;

L Indutância.

Assumindo que a ondulação máxima da corrente $\Delta i_{Lm\acute{a}x}$ é de 10% da corrente de saída e que a ondulação máxima ocorre para ciclos de trabalho de 0,5 podemos determinar o valor do indutor a partir de (A.1):

$$L = \frac{V_g d(1-d)}{f_{CHAV} \Delta i_{Lm\acute{a}x}} = \frac{50 \times 0,5(1-0,5)}{30000 \times \{0,1(8)\}} = 520 \mu H$$

A corrente de pico no indutor é dada por (A.2):

$$I_P = \frac{\Delta i_{Lm\acute{a}x}}{2} + \frac{V_O}{R_O} = \frac{0,1(I_L)}{2} + I_L \quad (A.2)$$

$$I_P = \frac{0,1(8)}{2} + 8 = 0,4 + 8 = 8,4A$$

O valor escolhido para o indutor comercial é apresentado na Tabela A.1[22][23].

Tabela A.1 Dados do indutor PCV-2-564-02L

Fabricante Coilcraft – Parâmetros nominais	
L (indutância)	560 μ H
R_L (resistência série)	0,09 Ω
I_{rms} (corrente eficaz)	7 A
P (peso)	135,6 g

A.2. Dimensionamento da chave semicondutora do conversor

Para o dimensionamento do diodo do Mosfet é necessário considerar os seguintes parâmetros do conversor:

- A máxima corrente a ser suportada que é a corrente média nominal $I_L = 8 \text{ A}$;
- A tensão de alimentação $V_g = 50 V_{cc}$ quando a chave está aberta que corresponde à tensão de *dreno-source* V_{DSS} do Mosfet;
- As perdas totais no semicondutor.

As perdas totais representam a soma das perdas na condução, chaveamento e no descarregamento capacitivo entre *dreno* e *source* (C_{ds}) do Mosfet, conforme Figura A.1 [16].

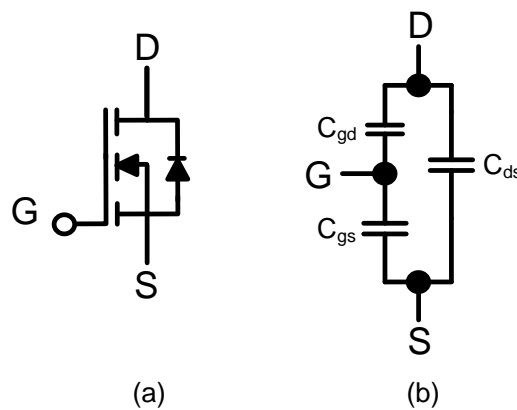


Figura A.1 Mosfet: (a) Diagrama geral. (b) Representação das capacitâncias parasitas.

De acordo com [16], as perdas são dadas pelas seguintes equações (A.3), (A.4) e (A.5):

$$P_{COND} = R_{DSon} I_{Lrms}^2 = R_{DSon} (\overline{I_L})^2 D \quad (A.3)$$

$$P_{CHAV} = \frac{V_g I_L (t_r + t_f) f_{CHAV}}{2} \quad (A.4)$$

$$P_{Cds} = \frac{C_{ds} V_g^2 f_{CHAV}}{2} \quad (A.5)$$

Onde:

t_r	Tempo de subida da corrente no Mosfet.
t_f	Tempo de descida da corrente no Mosfet.
P_{COND}	Perdas na condução do Mosfet.
P_{CHAV}	Perdas no chaveamento do Mosfet.
P_{Cds}	Perda da descarga da capacitância dreno-source do Mosfet.
C_{ds}	Capacitância equivalente dreno-source do Mosfet.

Existem outras duas capacitâncias equivalentes associadas devido ao *gate-dreno* (C_{gd}) e ao *gate-source* (C_{gs}) para um Mosfet, conforme mostrado na Figura A.1(b), sendo que os fabricantes fornecem dados das capacitâncias de entrada (C_{iss}), de saída (C_{oss}) e de transferência (C_{rss}). Para obter indiretamente o valor de C_{ds} é necessário utilizar as relações das equações (A.6), (A.7) e (A.8) [16]:

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd} \quad (A.6)$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd} \quad (A.7)$$

$$C_{rss} = C_{gd} \quad (A.8)$$

Para o conversor deste projeto foi escolhido o Mosfet modelo IRF540Z [24][25], devido aos valores da tensão gate-source V_{DSS} e da corrente direta no diodo do Mosfet $I_{Smáx}$ atenderem às especificações do projeto.

A seguir é feito uma estimativa das perdas nos transistor.

Determinação da capacitância *dreno-source* (C_{ds}) a partir de (A.7) e (A.8):

$$C_{ds} = 180\text{pF} - 100\text{pF} = 80\text{pF}$$

A equação de cálculo das perdas totais no Mosfet é mostrada em (A.9).

$$P_{\text{totais Mosfet}} = R_{DSon}(\overline{I_L})^2 d + \frac{V_g I_L f_{CHAV}(t_r + t_f)}{2} + \frac{C_{ds} V_g^2 f_{CHAV}}{2} \quad (A.9)$$

$$P_{\text{totais}} = 26,5 \times 10^{-3} \times 8^2 \times 0,5 + \frac{50 \times 30 \times 10^3 \times 8 (51 \times 10^{-9} + 39 \times 10^{-9})}{2} + \frac{80 \times 10^{-12} \times 50^2 \times 30000}{2} = 1,39 \text{ W}$$

Os valores característicos do Mosfet são apresentados na Tabela A.2.

Tabela A.2 Dados do mosfet modelo IRF540Z

V_{DSS} (tensão dreno-source máxima)	100 V_{cc}
$I_{\text{Smáx}}$ (máxima corrente contínua de condução)	36 A
R_{DSon} (resistência dreno-source)	26,5 m Ω
C_{iss} (capacitância de entrada)	1770 pF
C_{oss} (capacitância de saída)	180 pF
C_{rss} (capacitância de transferência)	100 pF
C_{ds} (capacitância dreno-source) determinada por cálculo	80 pF
t_r (tempo de subida de comutação da corrente)	51 ns
t_f (tempo de descida da corrente)	39 ns

A.3. Dimensionamento do diodo do conversor

Da mesma forma como utilizado para o Mosfet para o diodo do conversor *Buck* é necessário considerar os seguintes parâmetros:

- A máxima corrente a ser suportada que é a corrente média nominal $I_L = 8 \text{ A}$;
- A tensão de alimentação $V_g = 50 V_{\text{cc}}$ quando o diodo está bloqueado, que corresponde à tensão reversa V_{DRRM} ;
- As perdas totais.

As perdas totais representam a soma das perdas na condução e na comutação ou chaveamento. De acordo com [16], para frequências mais baixas (na ordem de 60 Hz), as perdas na comutação são desprezadas. Entretanto, para frequências de operação de fontes chaveadas elas devem ser consideradas. Uma forma de reduzir as perdas na comutação é o emprego de diodos rápidos ou ultrarrápidos. Quanto mais rápido um diodo, menor o valor de sua corrente máxima reversa I_{RM} e dos tempos de comutação.

Sendo assim, neste projeto foi escolhido o diodo Schottky com a finalidade de reduzir as perdas na comutação ou chaveamento devido à sua característica de comutação rápida.

Para o conversor deste projeto foi escolhido o diodo Schottky modelo MBR20100CT [25] [26], devido aos valores da tensão de bloqueio V_{DRRM} , da tensão de condução direta V_F e da corrente média direta $I_{F(AV)}$ atenderem às especificações do projeto.

Assim como no Mosfet, é feito um teste para avaliar a perdas. A equação (A.10) representa as perdas na condução no diodo Schottky utilizado neste projeto [16].

$$P_{COND \text{ diodo}} = V_F I_L (1 - d) + r_r I_{rms}^2 \quad (A.10)$$

Onde:

- r_r Resistência de condução direta do diodo.
- V_F Queda de tensão direta na condução do diodo.
- I_{rms} Corrente eficaz no diodo.

Determinação das perdas totais no diodo de acordo com o conversor:

$$P_{\text{totais diodo}} = 0,95 \times 8 \times (1 - 0,5) + 15 \times 10^{-3} \times 8^2 \times (1 - 0,5) = 4,28 \text{ W}$$

Os valores característicos do diodo Schottky são apresentados na Tabela A.3.

Tabela A.3 Dados do diodo Schottky do conversor Buck	
Fabricante MCC - Parâmetros nominais	
V_{DRRM} (máxima tensão de bloqueio)	100 V
$I_{F(AV)}$ (corrente média admissível)	20 A
V_F (tensão de condução direta)	0,95 V
r_r (resistência de condução direta)	15,8 mΩ

A.4. Cálculo térmico dos semicondutores envolvidos

Segundo [16], o cálculo térmico dos semicondutores envolvidos (Mosfet e diodo Schottky) é necessário para garantir que suas junções permaneçam com temperaturas abaixo dos valores máximos permitidos e recomendados pelos fabricantes. Quanto maior a temperatura de trabalho na junção menor será o tempo médio entre falhas. Geralmente, a máxima temperatura de junção para um semicondutor é igual a 150°C. Segundo [16], o modelo do circuito elétrico

equivalente ao circuito térmico do conjunto semicondutor-dissipador e que é usado para o cálculo da temperatura final da junção é mostrado na Figura A.2.

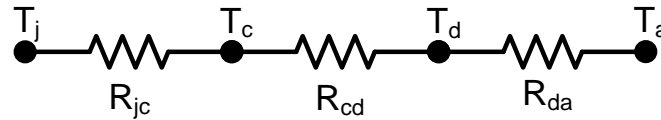


Figura A.2 Circuito elétrico equivalente ao circuito térmico para semicondutores.

De acordo com a Figura A.2, tem-se a expressão (A.11):

$$T_j - T_a = P_{\text{totais}}(R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \quad (\text{A.11})$$

Onde:

T_j Temperatura da junção em °C.

T_a Temperatura ambiente em °C.

T_c Temperatura do encapsulamento em °C.

T_d Temperatura do dissipador de calor em °C.

P_{totais} Perdas totais nos semicondutores envolvidos (Mosfet e diodo) em W.

R_{jc} Resistência térmica entre a junção e a cápsula em °C/W.

R_{cd} Resistência térmica de contato entre o semicondutor e o dissipador de calor.

R_{da} Resistência térmica do dissipador para o meio ambiente em °C/W.

Segundo os dados do fabricante do Mosfet IRF540N [24], são fornecidas as resistências térmicas $R_{jc} = 1,64$ °C/W, $R_{cd} = 0,5$ °C/W e $R_{ja} = 62$ °C/W (que representa a resistência térmica da junção-ar ambiente). Para calcular a temperatura da junção do semicondutor sem uso de dissipador pode-se estimar através da expressão (A.12).

$$T_{j \text{ Mosfet}} = P_{\text{totais Mosfet}}(R_{ja}) + T_a \quad (\text{A.12})$$

Considerando uma temperatura ambiente $T_a = 40^\circ\text{C}$, a temperatura da junção do Mosfet será de:

$$T_{j \text{ Mosfet}} = 1,39(62) + 40 = 126^\circ\text{C}$$

Portanto, o valor de T_j para o Mosfet ficou abaixo da temperatura máxima da junção recomendada pelo fabricante, que é $T_{jmáx} = 150^\circ\text{C}$.

Entretanto, com o propósito de aumentar a vida útil do Mosfet foi escolhido um dissipador com resistência térmica tal que a temperatura da junção do Mosfet seja da ordem de 50% de sua $T_{jmáx}$, i.e. $T_j = 87,5^\circ\text{C}$. Deste modo o valor máximo da resistência térmica do dissipador-ambiente é dado pela expressão abaixo.

$$R_{da} = \frac{87,5 - 40}{1,39} - 1,64 - 0,5 = 32^\circ\text{C/W}$$

O mesmo procedimento é aplicado para o cálculo térmico do diodo Schottky do conversor. Segundo os dados do fabricante do modelo MBR20100CT [26], são fornecidas as resistências térmicas $R_{jc} = 2^\circ\text{C/W}$, $R_{cd} = 0,5^\circ\text{C/W}$ e $R_{ja} = 60^\circ\text{C/W}$ (resistência térmica da junção-ambiente). Para calcular a temperatura da junção do semiconductor sem uso de dissipador utiliza-se também a expressão (A.12) e considera-se $T_a = 40^\circ\text{C}$. Sendo assim, para o diodo Schottky tem-se:

$$T_{j \text{ diodo}} = 4,28(60) + 40 = 296,8^\circ\text{C}$$

Logo, o valor da temperatura da junção do diodo sem dissipador escolhido ficou acima da temperatura máxima da junção e recomendada pelo fabricante [26], que é de $T_{jmáx} = 150^\circ\text{C}$. Este resultado mostra que será necessário o uso do dissipador.

Adotando o critério de 50% da $T_{jmáx}$ para o diodo, com o propósito de aumento de sua vida útil, ou seja, $T_j = 75^\circ\text{C}$ e aplicando em (A.12) como no caso do Mosfet, tem-se o valor máximo da resistência térmica do dissipador no qual o diodo será afixado.

$$R_{da} = \frac{75 - 40}{4,28} - 2 - 0,5 = 5,68^\circ\text{C/W}$$

A.5. Dimensionamento do capacitor de saída do conversor

A expressão para determinação do valor do capacitor de saída do conversor *Buck* é dada por (A.13) de acordo com [15].

$$C = \frac{\Delta i_L}{8f_{\text{CHAV}}\Delta v_C} \quad (\text{A.13})$$

Então:

$$C_{\text{min}} = \frac{0,1I_L}{8f_{\text{CHAV}}\Delta v_C} = \frac{0,1(8)}{8 \times 30000 \times 0,1(25)} = 13,3\mu\text{F}$$

O valor da Resistência série equivalente R_{SE} do capacitor é dado por (A.14).

$$R_{\text{SE}} = \frac{\Delta v_C}{\Delta i_L} \quad (\text{A.14})$$

Então,

$$R_{\text{SE}} = \frac{0,01(25)}{0,1(8)} = 312,5 \text{ m}\Omega$$

A escolha do capacitor está diretamente relacionada com o valor de sua resistência série equivalente R_{SE} . Segundo [16], a experiência demonstra que o valor de tensão sobre R_{SE} em geral é predominante em relação à Δv_C , sendo considerada unicamente responsável pela ondulação de tensão na carga. Sendo assim, o capacitor comercial escolhido deverá possuir um valor de R_{SE} menor do que o calculado por (A.14). O valor comercial escolhido segundo o fabricante [27] é apresentado na Tabela A.4.

Tabela A.4 Dados do capacitor de saída do conversor Buck

Fabricante EPCOS - Parâmetros nominais	
V_{nom} (tensão nominal)	100 V_{cc}
C (capacitância)	220 μF
R_{SE} (resistência série equivalente)	251 $\text{m}\Omega$

A.6. Dimensionamento do capacitor de entrada

Para determinar o valor do capacitor de entrada, considera-se que a corrente circulando por esse capacitor é igual à corrente no Mosfet subtraída do valor médio dessa mesma corrente.

Desse modo a equação para o dimensionamento do capacitor de entrada do conversor pode ser obtido a partir de (A.15). Do mesmo modo que no capacitor de saída a principal parcela da ondulação da tensão de entrada encontra-se sobre o R_{SE} do capacitor. Por este motivo apresentamos em (A.16) o cálculo do valor máximo desta resistência do capacitor.

Considera-se que a ondulação da tensão no capacitor de entrada seja inferior a 1% da tensão máxima da fonte externa de alimentação.

$$\Delta V_{in} = \frac{\Delta Q_{in}}{C_{in}} = \frac{I_L(1-d)dT}{C_{in}} \quad (A.15)$$

$$\Delta V_{in_{RSE}} \approx R_{SE} I_L \quad (A.16)$$

Resultando em:

$$C_{in} = \frac{8 \times (1 - 0,5) \times 0,5}{30000 \times (0,01 \times 50)} = 130 \mu F$$

$$R_{SE} \approx \frac{0,01 \times (50)}{8} = 62,5 m\Omega$$

O critério de escolha do capacitor comercial para a entrada do conversor segue a mesma forma adotada para o capacitor de saída, ou seja, é escolhido um valor comercial para uma R_{SE} abaixo do valor calculado [16]. Os dados do capacitor comercial escolhido segundo o fabricante [27] são apresentados na Tabela A.5.

Tabela A.5 Dados do capacitor de entrada do conversor Buck

Fabricante EPCOS - Parâmetros nominais	
V_{nom} (tensão nominal)	63 V_{cc}
C (capacitância)	4700 μF
R_{SE} (resistência série equivalente)	60 $m\Omega$