

Iuri Marcelo

**CONVERSOR BUCK-BOOST COM  
CONTROLE PI DEDICADO A UM SISTEMA  
AUTÔNOMO DE ENERGIA**

Porto Alegre

Dezembro de 2019

Iuri Marcelo

# **CONVERSOR BUCK-BOOST COM CONTROLE PI DEDICADO A UM SISTEMA AUTÔNOMO DE ENERGIA**

Trabalho de conclusão de curso apresentado junto ao Curso Superior em Eletrônica Industrial do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Sul Campus Restinga, como requisito parcial à obtenção do título de Tecnólogo em Eletrônica Industrial

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Sul

Campus Restinga

Curso Superior em Eletrônica Industrial

Orientador: Prof. Me. João Roberto Gabbardo

Coorientador: Prof. Me. Matheus Perin

Porto Alegre

Dezembro de 2019

Iuri Marcelo

# **CONVERSOR BUCK-BOOST COM CONTROLE PI DEDICADO A UM SISTEMA AUTÔNOMO DE ENERGIA**

Trabalho de conclusão de curso apresentado junto ao Curso Superior em Eletrônica Industrial do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Sul Campus Restinga, como requisito parcial à obtenção do título de Tecnólogo em Eletrônica Industrial

Trabalho aprovado. Porto Alegre, 16 de dezembro de 2019:

---

**Prof. Me. João Roberto Gabbardo**  
Orientador

---

**Prof. Me. Matheus Perin**  
Coorientador

---

**Prof. Dr. Charles Lorenzini**  
Avaliador

---

**Prof. Me. Douglas Tesch**  
Avaliador

Porto Alegre  
Dezembro de 2019

*Dedico este trabalho a minha mãe e ao meu pai, pois doaram a vida deles para que eu fosse a pessoa que sou hoje e que com muito esforço me possibilitaram estudar e concluir o ensino superior.*

# Agradecimentos

Agradeço ao corpo docente dos professores do curso de tecnologia em eletrônica industrial que de alguma forma contribuíram para o meu processo de aprendizagem. Serei eternamente grato pelo tempo e a paciência dedicado a me ensinar durante a graduação. Tenho certeza de que além adquirir conhecimento, eu fiz amigos pra vida toda.

*As pessoas costumam dizer que a motivação não dura para sempre. Bem, nem o efeito do banho, por isso recomenda-se diariamente.*

*Zig Ziglar*

# Resumo

Neste trabalho é apresentado o projeto de um conversor buck-boost não isolado para sistemas *off-grid* abastecidos por energia solar. O objetivo principal é a transferência de energia de painéis solares para um banco de baterias. Da teoria de conversores estáticos CC-CC e da teoria de painéis solares juntamente como dados do fabricante, o projeto do conversor foi efetuado para uma carga típica. A análise foi realizada utilizando recursos computacionais, tais como o *PSIM*<sup>®</sup> e o *MATLAB/Simulink*<sup>®</sup>. Um controlador proporcional-integral (PI) juntamente com um controlador *feedforward* foram propostos, sendo testados em simulação de situações típicas para avaliação da performance do sistema completo. Os resultados obtidos mostram que o desempenho do sistema projetado foi satisfatório para a aplicação proposta.

**Palavras-chave:** conversor *buck-boost*, energia renovável, controlador PI, controlador *feedforward*.

# Abstract

This work presents the project of a non-insulated buck-boost converter for off-grid systems fed by solar energy. The main objective is to transfer the energy from solar panels to a battery bank. From the theory of DC-DC static converters and the theory of solar panel along with manufacturer data, the project of the buck-boost converter was accomplished for a typical load. The analysis was performed using computational resources such as PSIM<sup>®</sup> and MATLAB/Simulink<sup>®</sup>. A proportional-integral (PI) controller along with a feedforward controller projected for the linear dynamic model of the converter is also presented, where typical conditions were simulated to evaluate the performance of the complete system. The results showed that the performance of the projected system is satisfactory for the proposed application.

**Keywords:** buck-boost converter, renewable energy, PI controller, feedforward controller.

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Circuito equivalente do painel solar. . . . .	20
Figura 2 – Parâmetros estimados pela ferramenta <i>Solar Module (physical model)</i> do software <i>PSIM</i> <sup>®</sup> . . . . .	22
Figura 3 – Circuito de simulação do modelo físico do painel solar, implementado no software <i>PSIM</i> . . . . .	23
Figura 4 – Comparação das curvas corrente-tensão da simulação do <i>PSIM</i> <sup>®</sup> e da Equação 1 simulada no software MATLAB. . . . .	23
Figura 5 – Curvas I-V característica dos módulos fotovoltaicos CS6U. . . . .	24
Figura 6 – Circuito equivalente de fonte de tensão. . . . .	24
Figura 7 – Circuito conversor <i>buck-boost</i> . . . . .	27
Figura 8 – Circuito equivalente do conversor <i>buck-boost</i> para etapa 1. . . . .	28
Figura 9 – Circuito equivalente do conversor <i>buck-boost</i> para etapa 2. . . . .	28
Figura 10 – Fonte do próprio autor, formas de ondas dos circuitos equivalentes das etapas 1 e 2. . . . .	29
Figura 11 – Diagrama de Blocos conversores CC/CC. . . . .	31
Figura 12 – Diagrama de Blocos conversores CC/CC. . . . .	32
Figura 13 – Núcleo e carretel do tipo EE. . . . .	36
Figura 14 – Curva de BxH - Núcleo do tipo EE - Material IP12R. . . . .	38
Figura 15 – Circuito magnético equivalente do núcleo de ferrite do tipo EE. . . . .	41
Figura 16 – Dimensões genéricas dos núcleos de ferrite do tipo EE. . . . .	42
Figura 17 – Indutor finalizado. . . . .	42
Figura 18 – Testador de componentes com indicação do valor da indutância L. . . . .	43
Figura 19 – Circuito do conversor estático. . . . .	44
Figura 20 – Resposta ao degrau em malha aberta. . . . .	45
Figura 21 – Resposta ao degrau em malha aberta (ampliação do regime permanente). . . . .	45
Figura 22 – Diagrama de Bode de $G_d(s)$ . . . . .	47
Figura 23 – Circuito de controle de malha fechada. . . . .	47
Figura 24 – Diagrama de Bode de $C(s)G_d(s)$ . . . . .	48
Figura 25 – Resposta transitória do sistema em malha fechada com o controlador projetado. . . . .	49
Figura 26 – Circuito do conversor com controlador de tempo discreto. . . . .	50
Figura 27 – Resposta transitória do sistema em malha fechada com o controlador de tempo discreto. . . . .	51
Figura 28 – Circuito com controle <i>feedforward</i> . . . . .	51
Figura 29 – Resposta transitória do sistema em malha fechada com controle <i>feedforward</i> . . . . .	52

Figura 30 – Resposta do sistema com mudança abrupta de carga. . . . . 52

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Tabela resumida do modelo 325p para testes nas condições de irradiação de $1000\text{W}/\text{m}^2$ e temperatura de $25^\circ\text{C}$ . . . . .	22
Tabela 2 – Parâmetros definidos para projeto do conversor. . . . .	34
Tabela 3 – Parâmetros de $A_e A_w$ . . . . .	38
Tabela 4 – Parâmetros dos núcleos de ferrite do tipo EE. . . . .	39
Tabela 5 – Dimensões do núcleo NEE-42/21/20. . . . .	41

# Lista de abreviaturas e siglas

CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
MnZn	<i>Manganese Zinc</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
STC	<i>Test Conditions</i>

# Lista de símbolos

$I_f$	corrente pela irradiação incidente no painel
$I_o$	corrente de saturação do diodo
$I_p$	corrente de fuga
$R_p$	resistência paralelo
$R_s$	resistência série
$q$	carga elementar
$k$	coeficiente de Boltzmann
$T$	temperatura ambiente, em $K$
$m$	fator de qualidade da junção p-n
$N_s$	número de células
$P_{máx}$	potência máxima da célula fotovoltaica
$V_{ca}$	tensão de circuito aberto
$I_{cc}$	corrente de curto circuito
$V_{P_{máx}}$	tensão de máxima potência
$I_{P_{máx}}$	corrente para máxima potência
$C_{T_{V_{ca}}}$	coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto
$C_{T_{I_{cc}}}$	coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito
$I_{pv1000}$	corrente do painel para irradiância de $1000W/m^2$ e temperatura a $25^\circ C$
$V_{pv1000}$	tensão do painel para irradiância de $1000W/m^2$ e temperatura a $25^\circ C$
$C_{20}$	capacidade nominal
$I_b$	corrente de descarga
$t$	tempo
$T$	período

$V_s$	tensão de saída do conversor
$V_e$	tensão de entrada do conversor
$D$	razão cíclica do ganho estático
$L$	indutância
$I_{L_{mín}}$	corrente mínima do indutor
$I_{L_{máx}}$	corrente máxima do indutor
$C$	capacitância
$K_d$	ganho de malha aberta da função de transferência ( $\frac{V_s}{d}$ )
$K_v$	ganho de malha aberta da função de transferência ( $\frac{V_s}{V_e}$ )
$\Delta_L$	variação da ondulação de corrente
$\Delta_C$	variação da ondulação de corrente
$g$	tamanho do entreferro
$P_o$	potência máxima utilizada para o projeto
$\mu_o$	constante de permeabilidade do ar
$S$	secção transversal
$J_{máx}$	densidade de corrente por metro quadrado
$k_w$	fator de utilização da janela do núcleo de ferrite

# Sumário

	<b>Lista de ilustrações</b>	<b>8</b>
	<b>Lista de tabelas</b>	<b>10</b>
	<b>Sumário</b>	<b>14</b>
<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>16</b>
1.1	Revisão Bibliográfica	16
1.2	Objetivos	18
1.3	Metodologia	18
1.4	Organização do Trabalho	19
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>20</b>
2.1	<b>Células fotovoltaicas</b>	<b>20</b>
2.1.1	Modelo de painel fotovoltaico	20
2.2	<b>Baterias de chumbo ácido</b>	<b>25</b>
2.2.1	Processo de carga das baterias	25
2.2.2	Processo de descarga das baterias	26
2.3	<b>Conversores <i>buck-boost</i></b>	<b>27</b>
2.3.1	Modo de funcionamento do conversor <i>buck-boost</i>	27
2.4	<b>Controle de conversores CC-CC</b>	<b>30</b>
2.4.1	Modelo matemático do conversor CC-CC <i>buck-boost</i>	31
2.4.2	Controlador utilizado no conversor CC-CC <i>buck-boost</i>	32
2.5	<b>Conclusões do capítulo</b>	<b>33</b>
<b>3</b>	<b>PROJETO DO CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i></b>	<b>34</b>
3.1	<b>Especificações</b>	<b>34</b>
3.1.1	Módulo fotovoltaico	34
3.1.2	Parâmetros do conversor	34
3.2	<b>Projeto do conversor de ganho estático</b>	<b>35</b>
3.3	<b>Projeto de construção do indutor</b>	<b>36</b>
3.3.1	Determinação do núcleo de ferrite	37
3.4	<b>Escolha dos componentes de chaveamento</b>	<b>43</b>
3.5	<b>Conclusões do capítulo</b>	<b>43</b>
<b>4</b>	<b>PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS E RESULTADOS</b>	<b>44</b>
4.1	<b>Simulação do conversor em malha aberta</b>	<b>44</b>

4.2	Projeto do controlador em tempo Contínuo . . . . .	46
4.3	Projeto do Controlador em Tempo Discreto . . . . .	48
5	CONCLUSÕES . . . . .	53
5.1	Trabalhos futuros . . . . .	54
	REFERÊNCIAS . . . . .	55
	<b>ANEXOS</b>	<b>57</b>
	ANEXO A – FOLHA DE DADOS DO PAINEL SOLAR CS6U-325P	58
	ANEXO B – FOLHA DE DADOS DO MOSFET IRF540N . . . . .	61
	ANEXO C – FOLHA DE DADOS DO DIODO MBR40250 . . . . .	73

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Revisão Bibliográfica

Os principais recursos da matriz energética brasileira são as fontes oriundas de sistemas hidrelétricos e fósseis, consideradas fontes capazes de garantir o atendimento da demanda de energia elétrica brasileira. Cerca de 63,88% da energia produzida no país é de origem hidráulica, o restante é dividido em geração de origem fóssil e energias renováveis. O complemento da geração de energia elétrica tem parte da sua produção de geração de energia elétrica vindas de sistemas de geração por biomassa, eólicos, nuclear e solar. Estas têm, somadas, uma porcentagem de 24,23% da potência instalada no país conforme (ELÉTRICA, 2019). A energia solar é considerada uma fonte intermitente e limpa, sendo responsável por aproximadamente 1,37% da produção de energia, correspondente a 2,23GW potência elétrica, conforme dados da (ELÉTRICA, 2019). Apesar da sua produção ter uma variabilidade conforme o clima, dados mostram que o Brasil tem previsto 25 empreendimentos de Centrais Geradoras Solar Fotovoltaica, com potência total de 66,16 GW. A justificativa dos investimentos no setor fotovoltaico é a disponibilidade de recurso energético solar, abundante em todo o ano em solo brasileiro, pois mesmo no local menos ensolarado do Brasil, é possível gerar mais eletricidade solar do que no local mais ensolarado da Alemanha, a qual é um dos líderes mundiais em produção de energia fotovoltaica.

O potencial de geração fotovoltaica e as políticas públicas para a geração de energia limpa incentivam uma transição, projeção de longo prazo (vinte anos aproximadamente), do sistema energético atual para um sistema energético sustentável. Em 17 de abril de 2012, a resolução normativa nº 482/2012 da ANEEL entrou em vigor, possibilitando a minigeração e a microgeração distribuída para unidades consumidoras com fontes renováveis. A geração distribuída é a utilização de fontes de energia renováveis. A microgeração é caracterizada por uma central geradora de energia elétrica com potência instalada de até 75 kW, enquanto que a minigeração tem potência instalada a partir de 75 kW até 5 MW. Estas normas são para sistemas conectados à rede elétrica, porém ainda não há normas que padronizem os sistemas fotovoltaicos autônomos que são isolados do sistema de distribuição, ficando a cargo do proprietário da unidade consumidora gerenciar a energia elétrica de sua instalação. Os sistemas isolados não necessitam de autorização da concessionária para instalação em uma residência, fato o qual não impulsiona uma padronização de produção de equipamentos específicos para o modo de geração. Porém, diversas empresas entendem a necessidade dos sistemas autônomos e estão produzindo equipamentos de qualidade para serem utilizados em diferentes projetos, desde unidades

consumidoras da zona rural a unidades urbanas.

Esses fatores criam uma zona favorável que impulsiona a aquisição de conhecimento e produção de tecnologia. Os sistemas isolados podem ser usados em locais remotos onde a entrega de energia custa caro à concessionária, mas também podem ser usados com o intuito de reduzir as perdas pelo transporte de energia e diminuir os custos do consumo em horários de ponta para os consumidores, onde ocorre um aumento no preço pago pela energia elétrica.

Sistemas conectados à rede devem possuir circuitos eletrônicos capazes de sincronizar a tensão gerada com o sistema de distribuição, além de poderem ser desligados em eventuais manutenções na linha. A falta destes requisitos e as exigências de alta eficiência demandam um projeto mais complexo em comparação com sistemas autônomos. Por outro lado, utilizar um sistema de geração isolado é um meio de dispensar a complexidade de trabalhar com a rede da concessionária. No caso dos sistemas autônomos, são utilizadas baterias para acumular a energia produzida pelos painéis fotovoltaicos e um controlador de carga que tem a função de manter as baterias com nível de energia que sirva para abastecer os equipamentos conectados. Usualmente também utiliza-se um inversor de frequência para transferir a energia armazenada das baterias para os aparelhos elétricos residenciais que funcionam em corrente alternada.

Estudar diferentes formas de aproveitamento das energias renováveis é de total interesse profissional acadêmico pois incentiva a criação de novas empresas no mercado de trabalho que podem investir em projetos de pesquisa para melhorar as técnicas e incentivar a produção científica. Embora não haja um único método para captar a energia gerada a partir da incidência de luz solar, o presente trabalho procura utilizar uma estratégia de utilização dos painéis fotovoltaicos em conjunto com conversores CC-CC para obter uma transferência de potência efetiva da etapa geradora para a etapa de armazenamento.

É grande o número de trabalhos realizados para sistemas fotovoltaicos, onde são utilizadas diversas topologias de conversores de acordo com os painéis solares disponíveis. Em (JÚNIOR, 2016), são propostos estratégias de controle com algoritmo de rastreamento do ponto de maior potência (*MPPT - Maximum power point tracking*) para um sistema que utiliza dois estágios, o primeiro de conversão CC-CC que eleva a tensão dos painéis e o segundo estágio de conversão CC-CA. Já (RIBEIRO, 2011), propõe um sistema de *MPPT* para um sistema de captação de luz solar que armazena a energia dos painéis em um banco de baterias. Neste caso, existe a preocupação dos autores com as perdas da transmissão de energia dos painéis para as baterias. Em (NUNES, 2012), é desenvolvido um projeto que utiliza um conversor *buck-boost* para armazenar a energia gerada em painéis solares, sendo utilizadas técnicas de controle e análise *MPPT*. Por outro lado, (OLIVEIRA, 2016) apresenta um trabalho diferente dos anteriores, onde é proposto um conversor CC-CA, para sistemas CA trifásicos.

Dentre os trabalhos mencionados, pode-se dizer que a proposta de utilizar a energia oriunda de painéis fotovoltaicos é a mesma, diferindo apenas nos métodos usados para controlar o processo entre a transferência de energia e o armazenamento da mesma. Pode-se notar analisando cada projeto que os módulos fotovoltaicos disponíveis tem características elétricas diferentes, por consequência os autores estudam maneiras diversas de atuar nesses sistemas, sempre buscando a melhor eficiência para os conversores utilizados. Outro ponto de destaque é como o sistema deve atuar, ou seja, conectado à rede de energia elétrica ou como um sistema isolado. Outro aspecto importante é que a grande maioria dos trabalhos utilizam técnicas de controle para melhorar a performance dinâmica dos conversores estáticos, como minimização de sobretensão e menor tempo de resposta à perturbações, por exemplo.

## 1.2 Objetivos

O propósito deste trabalho é o estudo e a implementação de um dispositivo para controle de carga para módulos fotovoltaicos, utilizando técnicas de controle apropriadas, visando o gerenciamento da carga de um banco baterias. Além disto, este trabalho tem os seguintes objetivos específicos:

- Estudo de sistemas fotovoltaicos autônomos;
- estudo de um conversor CC-CC *buck-boost*;
- análise do projeto de indutores;
- estudo das estratégias de controle e implementação no projeto;
- simulação do sistema de controle proposto nos softwares *MATLAB*<sup>®</sup> e *PSIM*<sup>®</sup>;
- implementação do protótipo;
- aquisição de dados experimentais;
- comparação dos resultados experimentais com os resultados de simulação.

## 1.3 Metodologia

O trabalho é distribuído metodologicamente na seguinte ordem: estudo das características teóricas das placas solares; revisão bibliográfica dos conversores *buck-boost*; projeto do conversor *buck-boost*; projeto de um indutor; implementação computacional do conversor nos softwares *PSIM*<sup>®</sup> e *MATLAB*<sup>®</sup>; projeto do controlador do conversor; análise de desempenho da malha de controle; construção do conversor *buck-boost*.

## 1.4 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado da seguinte maneira: o Capítulo 2 apresenta o estudo das características teóricas de placas fotovoltaicas, a revisão bibliográfica sobre as características de baterias de chumbo-ácido, os fundamentos teóricos dos conversores CC-CC e a descrição do sistema controle em malha fechada utilizado no projeto. No Capítulo 3, são apresentados o projeto do conversor estático, o estudo e implementação do projeto do indutor utilizado, a análise dinâmica do conversor proposto e o projeto da placa de circuito impresso. O Capítulo 4 apresenta os resultados de simulação do conversor *buck-boost* sem controle, aborda a implementação do controlador, a montagem do protótipo e apresenta a análise e discussão dos resultados experimentais obtidos. Por fim, o Capítulo 5 traz as conclusões e considerações finais do trabalho.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo tem o intuito de evidenciar na a utilidade de placas fotovoltaicas. Assim como apresentar as características teóricas de placas fotovoltaicas, mostrar como calcular parâmetros necessários para simular um módulo fotovoltaico em ambiente computacional. Também é realizada uma revisão sobre baterias de chumbo-ácido e sobre o funcionamento do conversor *buck-boost*. Ao fim, é apresentado um sistema de controle utilizado neste tipo de conversor.

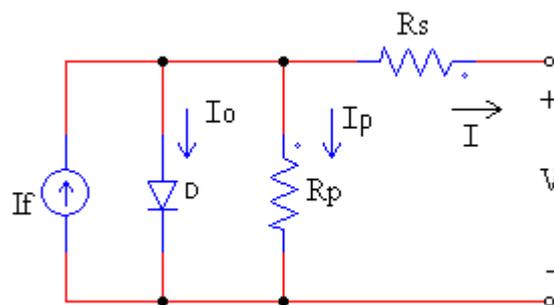
### 2.1 Células fotovoltaicas

A compreensão do funcionamento de células solares é imprescindível para o projeto do conversor que será utilizado no dispositivo de controle de carga. Os módulos são responsáveis por absorver a radiação emitida pelo sol e transformá-la em energia elétrica (efeito fotovoltaico), com a energia ficando disponível para ser utilizada em corrente contínua. Os módulos fotovoltaicos ditam qual a máxima potência de projeto, a tensão com carga e a corrente máxima para cada irradiância.

#### 2.1.1 Modelo de painel fotovoltaico

As fontes fotovoltaicas apresentam um comportamento não linear, e quando submetidas à irradiação solar, pode-se obter um modelo equivalente do painel através de um circuito elétrico. O circuito utilizado em (HECKTHEUER, 1991) e que pode representar as suas características elétricas é mostrado na Figura 1, sendo composto por uma fonte de corrente, um diodo e dois resistores. As perdas das células são modeladas por um resistor em série ( $R_s$ ), representando as perdas dos contatos, e uma resistência em paralelo ( $R_p$ ), a qual representa as perdas por correntes de fuga.

Figura 1 – Circuito equivalente do painel solar.



Fonte: o autor.

Na Figura 1, tem-se que:

- $I_f$  - corrente pela irradiação incidente no painel;
- $I_o$  - corrente de saturação do diodo;
- $I_p$  - corrente de fuga;
- $R_p$  - resistência paralelo;
- $R_s$  - resistência série.

Analisando o circuito equivalente, a equação de corrente de saída de um painel solar utilizada conforme (HECKTHEUER, 1991) é descrita logo abaixo:

$$I = I_f - I_o \cdot \left[ e^{q \cdot \frac{V + I \cdot R_s}{m \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p}, \quad (1)$$

Na qual, tem-se que:

- $q$  - carga elementar, correspondendo a  $1,6 \cdot 10^{-19} C$ ;
- $k$  - coeficiente de Boltzmann, igual a  $1,38 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K}$ ;
- $T$  - temperatura ambiente, em  $K$ ;
- $m$  - fator de qualidade da junção p-n;

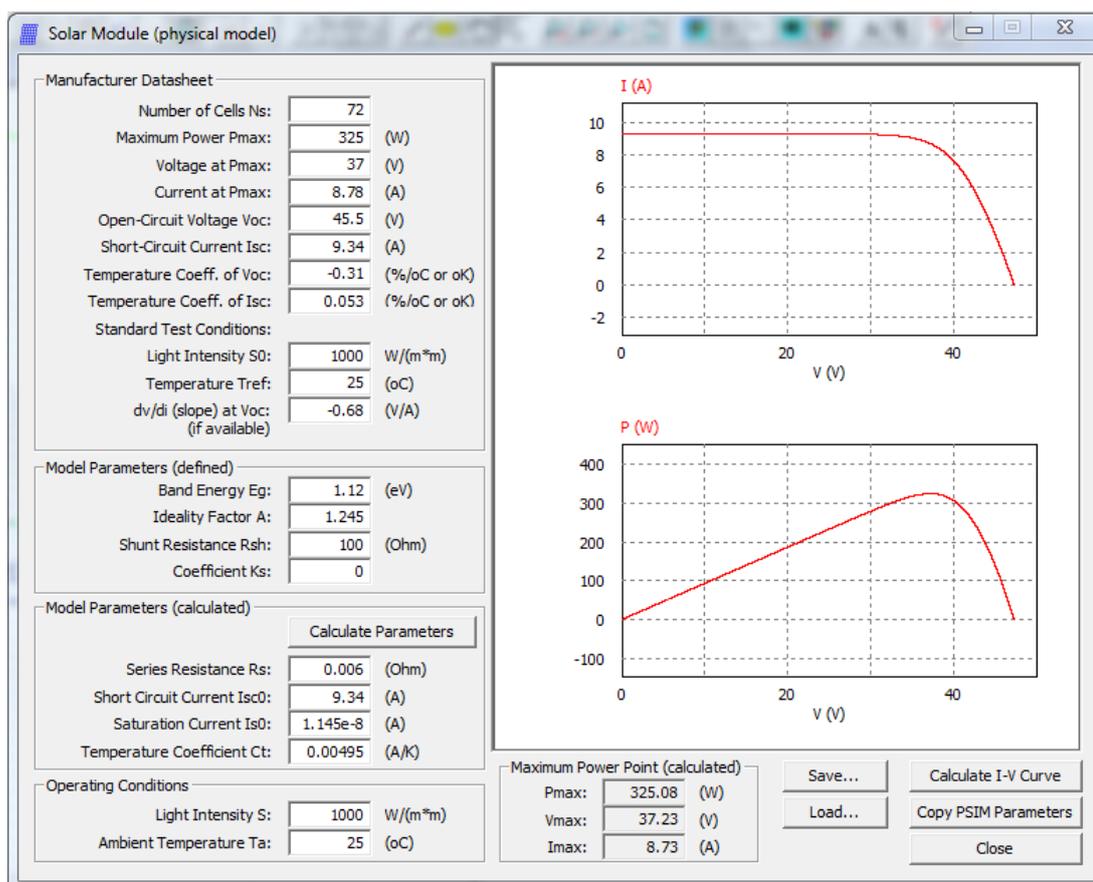
A folha de dados, no ANEXO A, do painel solar cujo modelo é o CS6U-325p da empresa CanadianSolar informa alguns parâmetros do módulo necessários para poder calcular os parâmetros da Equação 1. O número de células do arranjo ( $N_s$ ), a potência máxima ( $P_{m\acute{a}x}$ ), a tensão de circuito aberto ( $V_{ca}$ ), a corrente de curto-circuito ( $I_{cc}$ ), a tensão de máxima potência ( $V_{P_{m\acute{a}x}}$ ), a corrente de máxima potência ( $I_{P_{m\acute{a}x}}$ ), o coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto ( $C_{T_{V_{ca}}}$ ) e o coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito ( $C_{T_{I_{cc}}}$ ) podem ser observados na Tabela 1.

Utilizando a ferramenta *Solar Module (physical model)* do software *PSIM<sup>®</sup>*, pode-se calcular aproximadamente os parâmetros  $I_o$ ,  $R_p$  e  $R_s$ , que são utilizados na Equação 1. Neste caso, os valores dos parâmetros são ajustados para que o resultado da simulação do painel solar seja o mais fiel possível para o modelo CS6U-325p do fabricante CanadianSolar. Assim, obtiveram-se os seguintes valores para parâmetros:  $I_o = 1,45 \cdot e^{-8} A$ ,  $R_p = 100 \Omega$  e  $R_s = 6 m\Omega$ , onde os valores de tensão e corrente para a máxima potência estão de acordo com os dados especificados na folha de dados do fabricante. Na Figura 2 é mostrada a simulação com a qual foram obtidos os valores dos parâmetros.

Tabela 1 – Tabela resumida do modelo 325p para testes nas condições de irradiância de  $1000\text{W}/\text{m}^2$  e temperatura de  $25^\circ\text{C}$ .

Potência nominal máxima ( $P_{m\acute{a}x}$ )	325W
Tensão de máxima potência ( $V_{mp}$ )	37V
Corrente de máxima potência ( $I_{mpp}$ )	8,78A
Tensão de circuito aberto ( $V_{ca}$ )	45,5V
Corrente de curto circuito ( $I_{cc}$ )	9,34A
Disposição das células	72(6x12)
Coefficiente de temperatura da tensão de circuito aberto ( $C_{voc}$ )	-0,31%/°C
Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito ( $C_{Isc}$ )	0,053%/°C
Efficiência do Módulo	16,75%

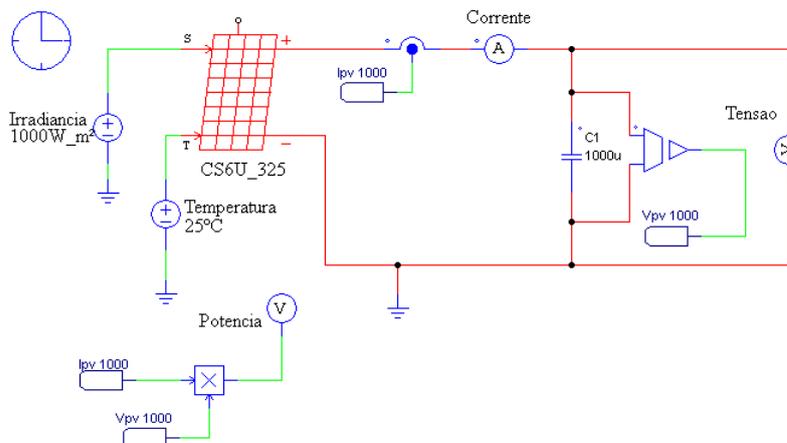
Fonte: Modelo de módulo fotovoltaico CS6U-325p da empresa CanadianSolar.

Figura 2 – Parâmetros estimados pela ferramenta *Solar Module (physical model)* do software *PSIM*<sup>®</sup>.

Fonte: Elaborado pelo autor no software *PSIM*.

Os dados do modelo, disponibilizados na Tabela 1, foram utilizados no circuito da simulação do painel solar, mostrado na Figura 3, obtendo-se a curva corrente-tensão (I-V).

Figura 3 – Circuito de simulação do modelo físico do painel solar, implementado no software *PSIM*.

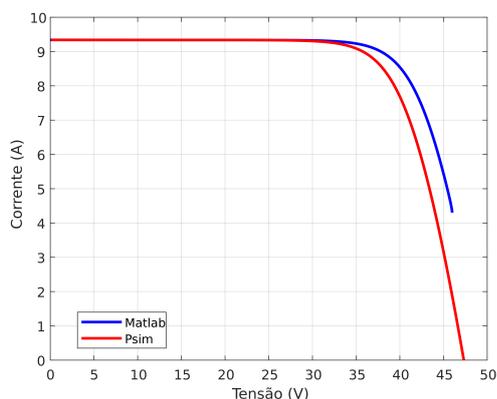


Fonte: o autor.

- $I_{pv1000}$  - Corrente correspondente a irradiação de  $1000W/m^2$  e temperatura a  $25^\circ C$ ;
- $V_{pv1000}$  - Tensão correspondente a irradiação de  $1000W/m^2$  e temperatura a  $25^\circ C$ .

A Figura 4 mostra a comparação entre as curvas I-V obtidas da Equação 1 e da simulação do circuito equivalente do painel solar (Figura 3), evidenciando que existe um erro pequeno entre as duas curvas. Desta forma, conclui-se que a curva I-V obtida a partir da Equação 1 em relação aos dados aproximados pelo *PSIM*<sup>®</sup> estão condizentes com os valores da folha de dados do fabricante.

Figura 4 – Comparação das curvas corrente-tensão da simulação do *PSIM*<sup>®</sup> e da Equação 1 simulada no software MATLAB.

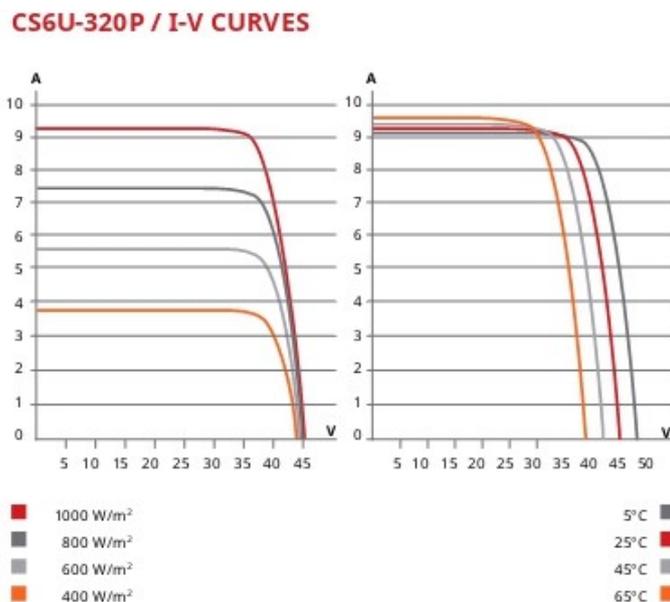


Fonte: o autor.

A variação da tensão em um painel solar é quase insensível às variações de intensidade da radiação incidente. A tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ) no gráfico I-V da Figura 5, mostra que variações de  $400 W/m^2$  à  $1000 W/m^2$  não resultam em uma queda significativa na tensão, mas salienta que a corrente máxima que os painéis podem fornecer é

proporcional a intensidade de radiação. A curva I-V (lado direito da Figura 5) evidencia que em temperaturas acima de 50°C, há um aumento de corrente fotogerada e uma queda de tensão para uma irradiância de 1000 W/m<sup>2</sup>.

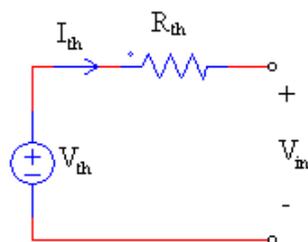
Figura 5 – Curvas I-V característica dos módulos fotovoltaicos CS6U.



Fonte: CanadianSolar módulos fotovoltaicos série CS6U.

Na região do ponto de maior potência, a corrente do módulo fotovoltaico começa não ser mais uma constante, ou seja, o módulo começa a se comportar como uma fonte de tensão. Portanto, o circuito de fonte de corrente pode ser considerado como uma fonte de tensão não ideal, utilizando-se os dados de resistências obtidas anteriormente, conforme ilustrado na Figura 6. Desta forma pode-se equiparar as características da fonte geradora com a carga que também funciona com características de fonte de tensão real. O conversor de acumulação indutiva *buck-boost* é considerado ideal para atuar em sistemas de mesma natureza, ou seja, duas fontes de tensão, conforme descrito em (IVO; MARTINS, 2002).

Figura 6 – Circuito equivalente de fonte de tensão.



Fonte: o autor.

## 2.2 Baterias de chumbo ácido

Para armazenar a energia fornecida pelos painéis solares após processada pelo conversor, é usual utilizar um banco de baterias, que após ter sua carga completa pode entregar potência para outras cargas. Para este trabalho, estavam disponíveis baterias de chumbo-ácido, portanto o projeto foi baseado neste tipo de bateria.

Atualmente existem outras tecnologias de baterias que são feitas para o uso específico de acúmulo de energia de ciclo contínuo de carga e descarga. Por este motivo, as baterias funcionam de forma adequada para sistemas fotovoltaicos, como a linha de baterias estacionárias CLEAN da empresa MOURA. Outra opção no mercado são as baterias de lítio, pois possuem um ciclo de vida maior. As baterias automotivas, conhecidas como baterias de arranque, foram projetadas para estarem sempre carregadas, não chegando a terem um ciclo de descarga total. Apesar de não serem o melhor equipamento para a funcionalidade do projeto, são mais baratas do que os outros tipos de baterias, podendo ser usadas para prova de conceito do funcionamento do conversor neste projeto. Outro fato é que o circuito de carga de baterias de lítio tem uma tolerância de tensão de flutuação menor do que as baterias de chumbo-ácido. Alguns fabricantes de baterias de chumbo-ácido informam que a tensão máxima de carga para as baterias é de 16 V, enquanto que os carregadores comerciais tem uma de tensão de aproximadamente 13,8 V, fato que determinou a escolha da tensão de saída de referência do conversor CC-CC.

O projeto utilizou uma única bateria de chumbo-ácido, sendo o modelo escolhido de 60 Ah-GD da empresa MOURA. Esta bateria trabalha em tensão de operação de 12V e possui capacidade nominal de 60Ah. De acordo com as instruções gerais disponibilizadas pelo fabricante, para as baterias serem consideradas carregadas elas devem apresentar uma tensão entre 12,3 V e 12,65 V. Abaixo deste valor, as baterias devem ser carregadas.

### 2.2.1 Processo de carga das baterias

No processo de carga, a energia elétrica fornecida para a bateria de chumbo-ácido é convertida em energia química. Existem alguns cuidados que devem ser levados em conta para recarregar baterias. Conforme (MOURA, 1996), os efeitos de uma carga feita de forma incorreta em baterias de chumbo-ácido são:

- produção excessiva de gases e consumo de água do eletrólito;
- oxigênio excedente danificará o polo positivo da bateria, oxidando-a;
- a maior concentração de eletrólito aumentará a corrosão química de todos os componentes;
- aumento de temperatura.

Uma forma de evitar a sobrecarga é respeitar os limites de tensão impostas pelo fabricante, medir a tensão e a corrente de equipontecialização (quando a corrente da carga for zero e a tensão da bateria for igual a tensão de carga). Após este processo, deve-se esperar 15 minutos e efetuar as medidas de tensão.

### 2.2.2 Processo de descarga das baterias

A descarga das baterias automotivas não deve ser efetuada de maneira profunda (sobredescarga). O valor de tensão para descarga profunda das baterias de chumbo-ácido usualmente é da ordem de 10,5 V. Em (MOURA, 1996), são evidenciados os efeitos da sobredescarga, destacando-se:

- sulfatação das placas, que por sua vez provoca aumento da resistência interna da bateria;
- diminuição da capacidade da bateria.

Para evitar que a bateria chegue a valor da tensão de corte, foi adotado o valor máximo de descarga sendo 11,5 V. O ciclo de descarga para essa bateria é obtido pelo ciclo de 20 horas, dado por:

$$C_{20} = I_b \cdot t, \quad (2)$$

onde

- $C_{20}$  - Capacidade nominal (Ah);
- $I_b$  - Corrente de descarga (A);
- $t$  - Tempo (h).

Modificando a Equação 2, pode-se encontrar a corrente de descarga que é usada para estipular a capacidade nominal. Portanto a bateria é descarregada durante 20 horas com uma corrente  $I_b$ , constante com valor de 3 A até a tensão de corte.

$$I_b = \frac{C_{20}}{t}.$$

Portanto,

$$I_b = \frac{60Ah}{20h}.$$

logo,

$$I_b = 3A.$$

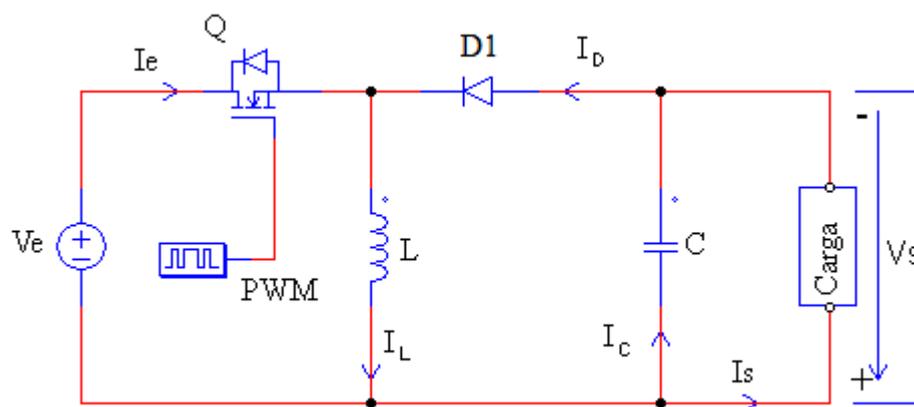
## 2.3 Conversores *buck-boost*

Conversores estáticos são circuitos para transferir potência entre fontes e cargas. São formados por semicondutores de potência, um semicondutor atuando como chave ativa no circuito e um diodo atuando como chave passiva. Existem diversos componentes semicondutores que podem funcionar como uma chave. Além do diodo, os conversores também contam com outros elementos passivos como o indutor e o capacitor, que tem a função de armazenar a energia do gerador para a carga. A função dos conversores é manter o valor médio de tensão com variações de resistência da carga. Os conversores podem ser isolados ou não isolados. Conversores não isolados não possuem um transformador para isolar a tensão de entrada da tensão de saída, podendo ser de diversas topologias, tais como *buck*, *boost*, *buck-boost*, *cuk*, entre outros. Os conversores *buck-boost* isolados são também denominados conversores *flyback*, tendo a finalidade de elevar ou rebaixar a tensão de saída, invertendo sua polaridade em relação a tensão de entrada.

### 2.3.1 Modo de funcionamento do conversor *buck-boost*

A tensão de saída do conversor *buck-boost* é dependente da variação da largura de pulso que é usado no chaveamento, podendo ser maior, menor ou igual a tensão de entrada. O circuito do conversor utilizado neste trabalho pode ser visualizado abaixo na Figura 7.

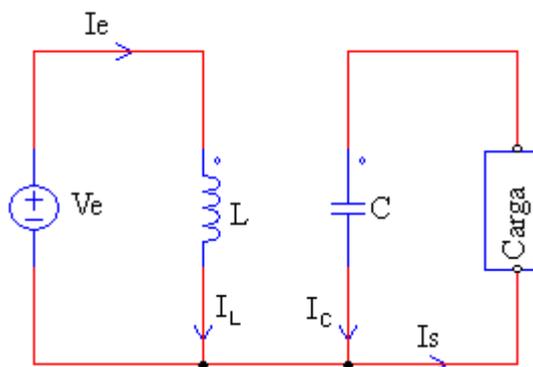
Figura 7 – Circuito conversor *buck-boost*.



Fonte: o autor.

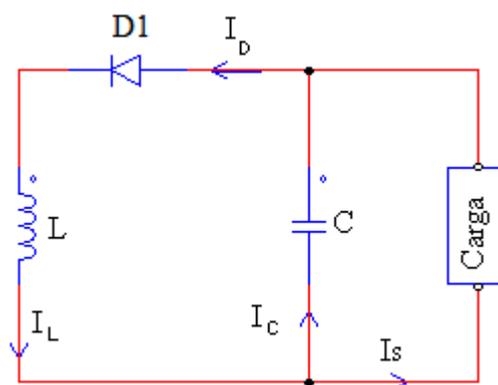
A operação do conversor pode ser dividida em duas etapas:

Etapa 1: A chave  $Q$  encontra-se em condução e a energia é acumulada pelo indutor. O diodo  $D$  fica reversamente polarizado e não circula corrente no ramo formado por ele, logo a corrente da carga é fornecida pelo capacitor  $C$ . O circuito da etapa 1 é mostrado na Figura 8.

Figura 8 – Circuito equivalente do conversor *buck-boost* para etapa 1.

Fonte: o autor.

Etapa 2: A chave Q é desligada, é invertida a polaridade do indutor e o diodo D entra em condução. A corrente, que estava fluindo através do indutor L, flui agora através de L, D, C e a carga. A energia armazenada no indutor L, durante a etapa 1, é transferida para a carga, e a corrente no indutor diminui até o momento que a chave Q volta a conduzir. O circuito equivalente para esta etapa é mostrado na Figura 9.

Figura 9 – Circuito equivalente do conversor *buck-boost* para etapa 2.

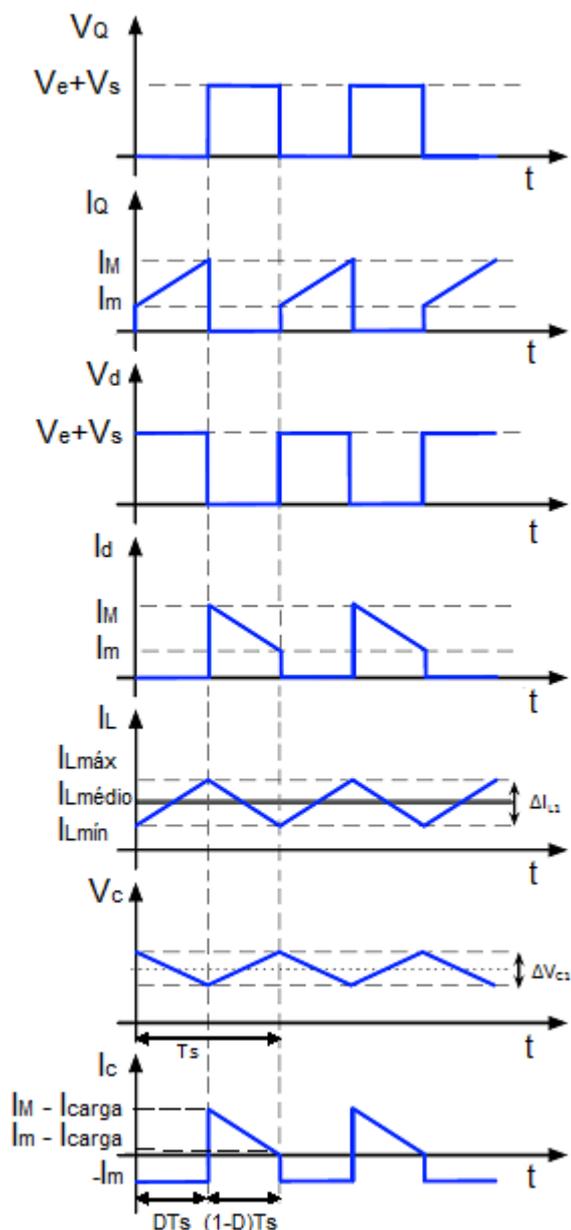
Fonte: o autor.

A Figura 10 mostra as formas de onda para o conversor *buck-boost* no modo de operação de condução contínua, no qual a corrente que circula no indutor nunca chega a zero.

A Equação 3 dá a relação entre a tensão entrada e a tensão de saída do conversor, e sua obtenção pode ser encontrada em (IVO; MARTINS, 2002).

$$V_s = \frac{D}{D-1} V_e. \quad (3)$$

Figura 10 – Fonte do próprio autor, formas de ondas dos circuitos equivalentes das etapas 1 e 2.



Fonte: figura adaptada de (PETRY, 2014).

Com base na última expressão, pode-se concluir que a tensão de saída  $V_s$  do conversor funcionando no modo de condução contínua depende apenas da tensão de entrada  $V_e$  e da razão cíclica  $D$ . Para compensar as variações da tensão  $V_e$  dos sistemas fotovoltaicos, atua-se compensando a razão cíclica  $D$ , de modo a manter o valor médio da tensão de saída  $V_s$  constante. Dados o valor de  $D=0,5$ , a tensão de saída será igual a tensão de entrada; se  $D<0,5$ , o conversor atua rebaixando a tensão de entrada; e se  $D>0,5$ , o conversor funciona como elevador de tensão.

A partir da ondulação da corrente no indutor, é calculado o valor de indutância com a Equação 4, de modo que a ondulação respeite o valor máximo para que o conversor atue no modo de condução de contínua:

$$L = \frac{DV_e}{f \Delta_{iL}}. \quad (4)$$

As equações 5 e 6 correspondem aos valores mínimo e máximo que circula no indutor. Além disso, são também usadas para dimensionar a chave de potência Q1. Estas correntes são determinadas conforme segue.

$$I_{L_{min}} = \frac{I_o}{1 - D} - \frac{DV_e}{2Lf}, \quad (5)$$

$$I_{L_{max}} = \frac{I_o}{1 - D} + \frac{DV_e}{2Lf}. \quad (6)$$

Já o cálculo do capacitor C é dado por:

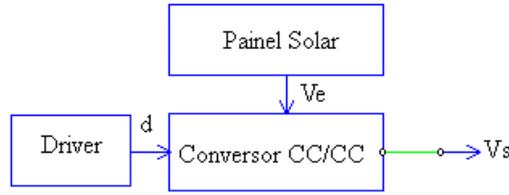
$$C = \frac{DV_S}{f \Delta_{VC} R_O}. \quad (7)$$

## 2.4 Controle de conversores CC-CC

Os conversores CC-CC são frequentemente controlados por uma variável de controle que atua na comutação das chaves através da razão cíclica. O controle é responsável por manter a tensão de saída do conversor em um dado valor de referência, mantendo a regulação da tensão com resposta transiente rápida, erro nulo em regime permanente e com baixo *overshoot*. No caso dos conversores *buck-boost*, o *overshoot* pode elevar a tensões acima dos limites máximos suportados pelos componentes, podendo danificá-los permanentemente.

Pode-se observar, de acordo com a Figura 11, que o sistema dinâmico do conversor *buck-boost* possui duas entradas, a tensão de entrada e a razão cíclica e uma única saída tensão  $V_s$ . Já é consolidado na teoria de controle que a análise de estabilidade de sistemas lineares permite atuar em um sistema de forma a alcançar características estáveis. Os circuitos de conversores CC-CC não são lineares, característica causada pela comutação das chaves no circuito, logo é preciso obter uma linearização que facilitará o projeto do controlador.

Figura 11 – Diagrama de Blocos conversores CC/CC.



Fonte do próprio autor.

### 2.4.1 Modelo matemático do conversor CC-CC *buck-boost*

Como dito anteriormente os conversores CC-CC são circuitos não lineares, esta característica é devida pela comutação em alta frequência das chaves semicondutoras. Em (MELLO, 2006), de acordo com o sistema apresentado na Figura 11, utiliza o método de linearização da chave PWM de Vorpérian para obter o circuito linearizado dos componentes semicondutores em um ponto de operação específico,  $D$ , da modulação por largura de pulso.

A Equação 8 representa a função de transferência que relaciona a variação da tensão de saída e a variação da razão ciclica  $d$ . Por outro lado a Equação 9 representa a função de transferência entre a tensão de saída e a tensão de entrada. As equações que descrevem o comportamento do conversor *buck-boost* tem as seguintes equações em malha aberta para o modo contínuo de acordo com (MELLO, 2006):

$$\frac{V_s(s)}{d(s)} = K_d \frac{\left[1 + \frac{s}{wza}\right] \left[1 - \frac{s}{wzb}\right]}{1 + \frac{s}{wOQ} + \frac{s^2}{wO^2}}, \quad (8)$$

$$\frac{V_s(s)}{V_e(s)} = K_v \frac{\left[1 + \frac{s}{wza}\right]}{1 + \frac{s}{wOQ} + \frac{s^2}{wO^2}}. \quad (9)$$

Os valores das constantes nas equações 8 e 9 podem ser calculadas de acordo com (MELLO, 2006) conforme apresentado abaixo:

$$K_d = \frac{V_o}{D(1-D)}, \quad (10)$$

$$K_v = \frac{D(1-D)R_s}{R_s(1-D)^2 + R_L + D(1-D)R_c}, \quad (11)$$

$$W_o = \sqrt{\frac{R_s(1-D)^2 + R_L + D(1-D)R_c}{LC(R_s + R_c)}}, \quad (12)$$

$$Q = \frac{W_o L}{(1-D)R_c + R_L + \frac{L}{C(R_s + R_c)}}, \quad (13)$$

$$W_{zb} = \frac{R_s(1-D)^2}{DL}, \quad (14)$$

$$W_{za} = \frac{1}{CR_c}. \quad (15)$$

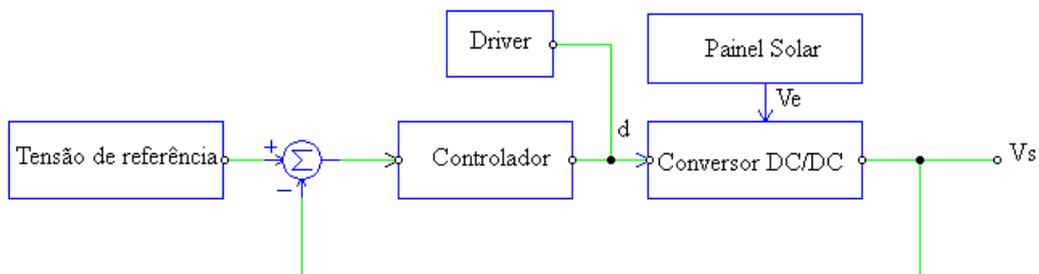
A partir das equações 8 e 9, pode-se projetar o controlador que irá atuar na planta de forma a manter a tensão de saída dentro dos níveis estipulados na etapa de projeto.

### 2.4.2 Controlador utilizado no conversor CC-CC *buck-boost*

O conversor *buck-boost* utilizado neste projeto possui uma fonte de tensão de entrada  $V_e$ , tensão oriunda dos módulos fotovoltaicos, que pode variar de acordo com a irradiação solar, de acordo com (MELLO, 2006) é necessário que a tensão de saída seja controlada de maneira a atender às especificações. No entanto as Equações 8 e 9, mostradas anteriormente, descrevem o modelo do sistema em malha aberta. De acordo com (BAZANELLA; JR, 2005) sistemas em malha aberta não utilizam informações sobre o desempenho do sistema para que seja realizada a correção do sinal de controle.

Portanto para determinar o sinal de controle para que a saída do sistema evolua de acordo com um valor de referência determinado, é utilizada a realimentação do sinal de saída conforme mostra a Figura 12.

Figura 12 – Diagrama de Blocos conversores CC/CC.



Fonte do próprio autor.

Ainda, de acordo com (MELLO, 2006), conversores CC-CC devem possuir resposta de saída mais rápida possível, com erro nulo em regime permanente e uma margem de fase acima de  $45^\circ$ . Foi utilizado um controlador PI com avanço de fase, equações 16 e 17 respectivamente, descritos em (BAZANELLA; JR, 2005).

$$C_s = K_C \frac{(s + \frac{1}{T_i})}{s}, \quad (16)$$

$$A_s = K_A \frac{(1 + sT)}{1 + s\alpha T}. \quad (17)$$

## 2.5 Conclusões do capítulo

Neste capítulo, foram brevemente revisados os conceitos básicos sobre células fotovoltaicas, bem como as equações que descrevem seu comportamento físico e métodos para obter os parâmetros do seu circuito equivalente com boa precisão. Também foram descritas algumas características elétricas das baterias de chumbo-ácido, evidenciando os cuidados que devem ser tomados ao carregá-las e ao descarregá-las, importantes para manter a vida útil das baterias. Na sequência, foi descrito o funcionamento do conversor *buck-boost* e as equações de projeto de ganho estático do conversor. Por fim, foi apresentado um breve relato sobre sistemas de controle e modelo que rege o conversor *buck-boost*, ressaltando a importância de um circuito de controle para os conversores.

## 3 PROJETO DO CONVERSOR *BUCK-BOOST*

Para desenvolver um projeto de conversor CC-CC, é necessário estipular a potência que será transferida da fonte para a carga pelo o conversor. Este capítulo aborda a escolha dos parâmetros de projeto escolhidos, o projeto do conversor de ganho estático do conversor e o projeto do indutor necessário para o funcionamento do conversor *buck-boost*.

### 3.1 Especificações

#### 3.1.1 Módulo fotovoltaico

A placa solar escolhida foi o modelo CS6U-325p da empresa CanadianSolar (folha de dados no Anexo A), do qual suas características elétricas foram testados para um intensidade de irradiância de  $1000 \text{ W/m}^2$ , a  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ , condições padrão da STC. Para o projeto do conversor, foi considerado um único módulo para limitar a corrente máxima de projeto. Os parâmetros da placa são apresentados na Tabela 1.

#### 3.1.2 Parâmetros do conversor

Os parâmetros escolhidos do conversor para este trabalho são listados na Tabela 2. Para a corrente  $I_{Lm\acute{a}x}$  de projeto não ser muito elevada, foi adotado aproximadamente  $1/3$  da potência máxima da placa solar. A tensão de alimentação ( $V_e$ ) do conversor é dada pela placa solar. A tensão de saída é igual a  $13,8 \text{ V}$ , de forma a recarregar a bateria de chumbo-ácido conforme sugerido pelo fabricante.

Tabela 2 – Parâmetros definidos para projeto do conversor.

Parâmetro	Valor	Unidade
$P_{m\acute{a}x}$	100	W
$V_s$	13,8	V
$V_e$	37	V
$I_{Lm\acute{a}x}$	10,07	A
$f_s$	200	kHz
$\Delta I_L$	25	%
$\Delta V_c$	10	%

Fonte: o autor.

## 3.2 Projeto do conversor de ganho estático

De acordo com a potência admitida para o projeto, o cálculo da corrente de saída  $I_o$  e a resistência de saída  $R_o$  são calculados por meio da Lei de Ohm:

$$I_o = \frac{P_o}{V_s} \quad (18)$$

$$I_o = \frac{100}{13,8} = 7,25A$$

$$R_o = \frac{V_s}{I_o} \quad (19)$$

$$R_o = \frac{13,8}{7,25} = 1,904\Omega$$

A partir da Equação 3, pode-se calcular a razão cíclica necessária para que o conversor forneça a tensão de 13,8 V. A razão cíclica é dada por:

$$D = \frac{V_s}{V_s + V_e} \quad (20)$$

$$D = \frac{13,8}{13,8 + 37} = 0,272$$

O cálculo da indutância necessária para o conversor é dado pela Equação 4:

$$L = \frac{DV_e}{f \Delta_{iL}}$$

$$L = \frac{0,272 \cdot 37}{200.000 \cdot 0,25} = 201,0\mu H$$

O valor de  $I_{L_{\min}}$  do indutor é calculado de acordo com a Equação 5:

$$I_{L_{\min}} = \frac{I_o}{1 - D} - \frac{DV_e}{2Lf}$$

$$I_{L_{\min}} = \frac{7,25}{1 - 0,272} - \frac{0,272 \cdot 37}{2 \cdot 201,024\mu \cdot 200k}$$

$$I_{L_{\min}} = 9,82A$$

O valor da  $I_{L_{\max}}$  do indutor é dado pela Equação 6:

$$I_{L_{\max}} = \frac{I_o}{1 - D} + \frac{DV_e}{2Lf}$$

$$I_{L_{m\acute{a}x}} = \frac{7,25}{1 - 0,272} + \frac{0,272 \cdot 37}{2 \cdot 201,024\mu \cdot 200k}$$

$$I_{L_{m\acute{a}x}} = 10,07A$$

O valor do capacitor é calculado pela Equação 7:

$$C = \frac{DV_s}{f \Delta V_C R_O}$$

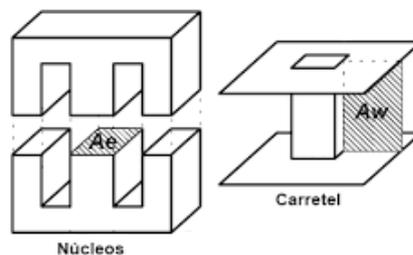
$$C = \frac{0,272 \cdot 13,8}{200k \cdot 0,1 \cdot 1,904} = 98,43\mu F$$

### 3.3 Projeto de construção do indutor

O bom funcionamento dos conversores CC-CC depende do correto projeto dos elementos armazenadores de energia. Os indutores de fontes chaveadas, que operam em alta frequência, comumente tem os seus núcleos construídos de ferrite. Um inconveniente dos núcleos construídos de ferrite é a baixa densidade de fluxo de saturação ( $B_s$ ), além de não serem muito resistentes a choques mecânicos.

A Figura 13 ilustra a forma que os núcleos magnéticos de ferrite do tipo EE possuem e o seu respectivo carretel de suporte para enrolamento. Nesta figura,  $A_e$  é a área média da perna central do núcleo, perpendicular as linhas de fluxo magnético, e  $A_w$  corresponde a área ocupada pelos enrolamentos do indutor. Os parâmetros dos núcleo e do carretel são obtidos no catálogo do fabricante.

Figura 13 – Núcleo e carretel do tipo EE.



Fonte: figura adaptada de (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

### 3.3.1 Determinação do núcleo de ferrite

De acordo com (IVO; MARTINS, 2002), o cálculo de um indutor em função do número de espiras  $N$  é feito considerando o valor máximo de energia que o indutor pode ter de acordo com a corrente máxima que irá percorrer o fio, sendo dado por:

$$L = \frac{B_{m\acute{a}x} A_e N}{I_{m\acute{a}x}} \quad (21)$$

Reajustando os termos, tem-se:

$$N = \frac{I_{Lm\acute{a}x} L}{B_{m\acute{a}x} A_e} \quad (22)$$

A Equação 23 também está relacionada a densidade máxima de corrente da seção transversal do fio e pode ser escrita como:

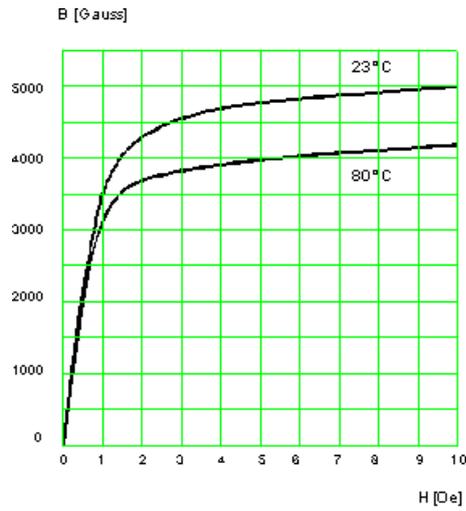
$$N = \frac{A_w J_{m\acute{a}x} K_w}{I_{rms}}. \quad (23)$$

Igualando 22 e 23 e sabendo que a ondulação da corrente é pequena, pode-se adotar que  $I_{Lm\acute{a}x} = I_{rms}$ . Logo pode-se definir o produto  $A_e A_w$  usado para escolher o núcleo do indutor conforme segue.

$$A_e A_w = \frac{L I_{Lm\acute{a}x}^2 10^4}{k_w B_{m\acute{a}x} J_{m\acute{a}x}} \quad (24)$$

A Figura 14 mostra a curva de densidade de fluxo pela intensidade de campo magnético ( $B \times H$ ) dos núcleos de ferrite do material IP12R feitos de MnZn, do fabricante Thornton Eletrônica Ltda. Este tipo de núcleo é adequado para frequências de até 50 MHz. O valor  $B_{m\acute{a}x}$  é escolhido na região de limite da linearidade, correspondendo a uma densidade de fluxo de aproximadamente 0,31 T.

Figura 14 – Curva de BxH - Núcleo do tipo EE - Material IP12R.

*B x H Típica*

Fonte: Thornton Eletrônica Ltda.

A Tabela 3 abaixo mostra os parâmetros escolhidos para o cálculo de  $A_e A_w$ . A densidade de corrente  $J_{m\acute{a}x}$  e o fator de utilização da janela do núcleo  $k_w$  são definidos de acordo com (BARBI, 1988).

Tabela 3 – Parâmetros de  $A_e A_w$ .

Parâmetro	Valor	Unidade
L	201,024	$\mu H$
$I_{Lm\acute{a}x}$	10,07	A
$B_{m\acute{a}x}$	0,31	T
$J_{m\acute{a}x}$	450,00	$A/cm^2$
$k_w$	0,7	s/unid.

Substituindo os valores da Tabela 3 na Equação 24, calcula-se o valor  $A_e A_w$ , conforme mostrado na sequência.

$$A_e A_w = \frac{200\mu \cdot 10,07^2 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,35 \cdot 450}$$

$$A_e A_w = 1,8505cm^4$$

Após a determinação  $A_e A_w$ , é necessário consultar a Tabela 4 e escolher o núcleo cujo o parâmetro  $A_e A_w$  seja igual ou maior que o calculado. O núcleo com o valor  $A_e A_w$  que satisfaz é o NEE-40/17/12, cujos parâmetros são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros dos núcleos de ferrite do tipo EE.

Núcleos	$A_e$ (mm <sup>2</sup> )	$A_w$ (mm <sup>2</sup> )	$A_e A_w$ (cm <sup>4</sup> )	I	C	E	D	H	G	B	F	A
NEE-76/50/76	1935,480	967,740	187,304	50,8	25,4	12,7	12,7	38,1	12,7	50,8	76,2	76,2
NEE-76/50/25	645,160	967,740	62,435	50,8	25,4	12,7	12,7	38,1	12,7	50,8	25,4	76,2
NEE-65/33/52	1057,790	547,800	57,946	44,2	19,3	12,45	11,15	22	10,2	32,2	52,4	66,5
NEE-65/33/39	798,000	547,800	43,714	44,2	19,3	12,45	11,15	22	10,2	32,2	39,9	66,5
NEE-80/38/20	390,830	1079,730	42,199	58,9	20,2	19,35	10,55	27,9	10,6	38,5	20,2	80
NEE-65/33/26	532,000	547,800	29,143	44,2	19,3	12,45	11,15	22	10,2	32,2	27	66,5
NEE-55/28/25	421,260	375,550	15,820	37,5	17,2	10,15	8,75	18,5	9,3	27,8	25	55
NEE-65/33/13	266,000	547,800	14,571	44,2	19,3	12,45	11,15	22	10,2	32,2	13,7	66,5
NEE-55/28/21	354,000	375,550	13,294	37,5	17,2	10,15	8,75	18,5	9,3	27,8	21	55
NEE-42/21/20	240,000	256,040	6,145	29,5	12,2	8,65	6,25	14,8	6,4	21,2	20	42
NEE-42/21/15	181,000	256,040	4,634	29,5	12,2	8,65	6,25	14,8	6,4	21,2	15,5	42
NEE-40/17/12	148,000	154,500	2,287	27,5	12,05	7,725	6,5	10	7	17	12,05	40,5
NEE-30/15/14	122,000	119,310	1,456	19,5	7,2	6,15	5,25	9,7	5,3	15	14,6	30
NEE-30/15/11	93,520	119,310	1,116	19,5	7,2	6,15	5,25	9,7	5,3	15	11	30
NEE-30/15/7	60,000	119,310	0,716	19,5	7,2	6,15	5,25	9,7	5,3	15	7,3	30
NEE-30/11/11	93,860	75,600	0,710	19,5	7,5	6	5,25	6,3	5,05	11,35	11	30
NEE-28/10/11	85,970	69,930	0,601	18,6	7,5	5,55	4,7	6,3	4,05	10,35	11	28
NEE-25/10/6	39,290	85,470	0,336	19,2	6,25	6,475	3,1	6,6	3,2	9,8	6,25	25,4
NEE-19/8/6	26,960	58,075	0,157	14,75	4,65	5,05	2,2	5,75	2,4	8,15	6	19,15
NEE-20/10/5	31,000	47,880	0,148	12,8	5,2	3,8	3,6	6,3	3,9	10,2	5,3	20
NEE-19/8/5,3	24,430	58,075	0,142	14,75	4,65	5,05	2,2	5,75	2,4	8,15	5,3	19,15
NEE-19/8/5	22,120	58,075	0,128	14,75	4,65	5,05	2,2	5,75	2,4	8,15	4,8	19,15
NEE-16/7,2/5	18,800	40,290	0,076	12	4,1	3,95	2	5,1	2	7,1	5	16
NEE-16/7,3/5	18,600	39,220	0,073	11,5	4,1	3,7	2,25	5,3	1,9	7,2	5	16
NEE-13/6/6	16,238	36,500	0,059	10	2,7	3,65	1,55	5	1,4	6,4	6	13,1
NEE-16/7,0/4	14,900	39,500	0,059	12	4,1	3,95	2	5	2	7	4	16
NEE-8/4/4	7,000	12,000	0,008	6	2	2	1,15	3	1	4	3,6	8,3

Fonte: tabela adaptada de (LTDA., 2008).

O número de espiras ( $N$ ) pode ser calculado a partir da Equação 22 e dos dados do núcleo NEE-40/17/12, conforme mostrado na sequência.

$$N = \frac{I_{Lm\acute{a}x} L}{B_{m\acute{a}x} A_e}$$

$$N = \frac{10,07 \cdot 200\mu}{0,35 \cdot 2,0892} = 39,10.$$

O número de espiras deve ser um número inteiro, portanto o seu valor é sempre arredondado para um valor maior que o número de espiras calculado. Neste caso, tem-se que:

$$N = 40.$$

O diâmetro do fio é dimensionado considerando a corrente máxima do indutor. O fio de cobre determinado é o AWG 11, que suporta uma corrente de no máximo 12 A, de acordo com (NOVACON, 2015), e possui uma secção  $S$  de 4,67 mm<sup>2</sup> que foi medida com paquímetro.

Para saber se o projeto do indutor pode ser executado, é necessário calcular o  $A_{wmin}$  correspondente do fator  $k_w$  para acomodar o número de espiras do fio escolhido na

janela do núcleo:

$$A_{w_{\min}} = \frac{NS}{k_w} \quad (25)$$

$$A_{w_{\min}} = \frac{40 \cdot 4,6738}{0,7} = 267,07 \text{mm}^2.$$

A comparação dos valores de  $A_w$  escolhido a partir Tabela 4 com a Equação 25 mostra que para o condutor escolhido, o valor de  $A_w$  não pode ser utilizado porque é menor que o valor de área da janela mínima calculada. Neste caso, foi utilizado um processo iterativo para busca de um núcleo que satisfaça a condição da  $A_{w_{\min}}$ . O processo consiste na escolha do próximo núcleo que esteja na Tabela 4 e que tenha um valor  $A_e A_w$  maior que o núcleo anteriormente escolhido. Desta forma, o núcleo escolhido foi o NEE-42/21/20, cujos parâmetros podem ser observados na Tabela 4. Neste caso,  $A_e A_w = 6,145 \text{cm}^4$ . Para este valor, o número de espiras para o fio AWG 11 é reduzido para 25, conforme a Equação 22. Com um número de espiras menor e um núcleo maior, o valor de  $A_{w_{\min}}$  diminui, sendo  $A_{w_{\min}} = 166,921 \text{mm}^2$  dado pela Equação 25.

Para os novos valores obtidos, é refeito o cálculo de número de espiras para o indutor, conforme mostrado abaixo.

$$N = \frac{I_{L_{\max}} L}{B_{\max} A_e}$$

$$N = \frac{10,07 \cdot 200 \mu}{0,35 \cdot 6,145} = 25.$$

Para que seja possível executar o projeto do indutor devido a ocupação do núcleo, é necessário que seja determinada a razão entre  $A_{w_{\min}}$  e  $A_w$  do novo núcleo:

$$\frac{A_{w_{\min}}}{A_w} < 1 \quad (26)$$

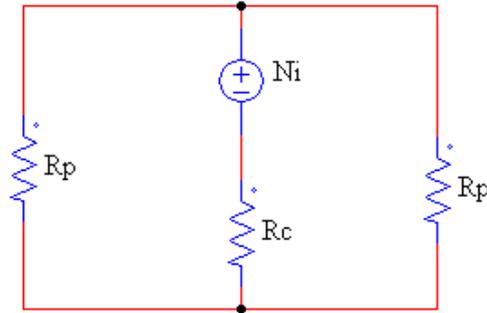
$$\frac{166,921}{256,04} < 1$$

$$0,652 < 1.$$

Para tornar a indutância menos dependente da permeabilidade do núcleo, que é sensível as variações de temperatura, é utilizado um entreferro g. Com a inserção de um entreferro, o circuito magnético tem um aumento da relutância total, o que diminui a sensibilidade às variações de temperatura que pode ocorrer no núcleo e permite que o indutor opere com correntes mais elevadas sem que ocorra a saturação do núcleo.

No cálculo do tamanho do entreferro, é considerado o circuito magnético equivalente da Figura 15, onde  $R_p$  é a relutância da perna lateral do núcleo de ferrite e  $R_c$  é a relutância da perna central do mesmo.

Figura 15 – Circuito magnético equivalente do núcleo de ferrite do tipo EE.



Fonte: o autor.

O cálculo do entreferro é feito através da expressão abaixo:

$$g = \frac{2\mu_o A_c A_p N^2}{L(2A_p + A_c)} \quad (27)$$

As dimensões do caminho do fluxo magnético podem ser consultados na Figura 16. O valor de  $A_c$  é igual ao valor  $A_e$  que corresponde a área da perna central do núcleo,  $A_p$  é a área da perna lateral do núcleo, as dimensões de  $A_c$  e  $A_p$  podem ser determinados consultando a Tabela 5 e a Figura 16.

Tabela 5 – Dimensões do núcleo NEE-42/21/20.

Nucleos	I	C	E	D	H	G	B	F	A
NEE-40/21/20	29,50	12,2	8,65	6,25	14,80	6,40	21,2	20	42

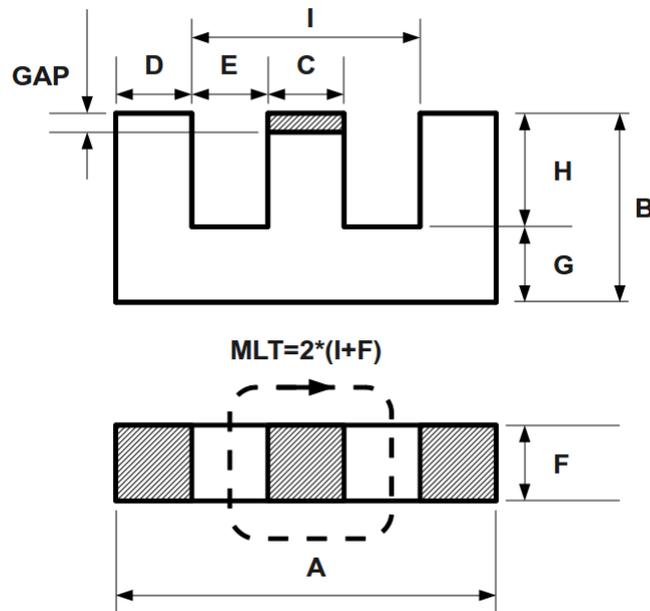
Fonte: o autor.

Ao inserir um entreferro no núcleo, a área efetiva para o caminho do fluxo magnético aumenta, conhecido como efeito de espraiamento. Na Equação 27 o valor 1,05 é multiplicado pelas áreas  $A_c$  e  $A_p$  para determinar o entreferro juntamente com o efeito de espraiamento, como segue.

$$g = \frac{2\mu_o 1,05 A_c 1,05 A_p N^2}{1,05 L(2A_p + A_c)}$$

$$g = 0,50mm.$$

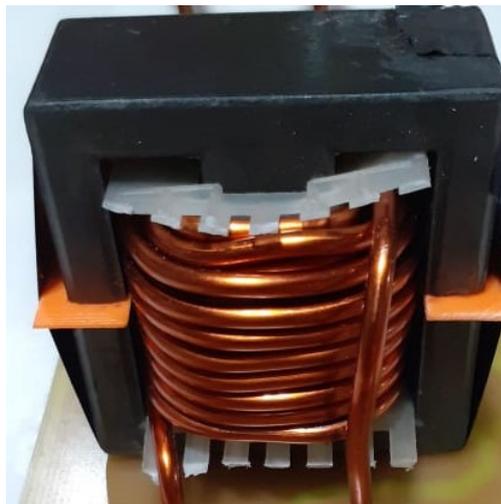
Figura 16 – Dimensões genéricas dos núcleos de ferrite do tipo EE.



Fonte: Retirado de (ORTIZ, 2011).

O indutor utilizado, mostrado na Figura 17, cujo projeto foi anteriormente descrito, teve sua indutância medida utilizando um testador de componentes, Figura 18, apresentando o valor de  $L = 200\mu H$ . Uma vez que o projeto do indutor conforme foi feito para que  $L = 201,0\mu H$ , constata-se que o componente foi corretamente projetado e montado.

Figura 17 – Indutor finalizado.



Fonte: o autor.

Figura 18 – Testador de componentes com indicação do valor da indutância L.



Fonte: o autor.

### 3.4 Escolha dos componentes de chaveamento

A partir dos dados obtidos das etapas anteriores, definiram-se as características dos semicondutores de potência do circuito, tendo sido escolhida a frequência de comutação  $f_s = 200$  kHz. Para a chave que vai ser responsável por transferir a energia do painel solar para o indutor, foi escolhido o MOSFET de chaveamento rápido do modelo IRF540, cujos dados elétricos encontram-se no ANEXO B. Também foi escolhido o diodo MB40250TG com baixa tensão direta e baixo tempo de recuperação, de forma que ele possa operar na frequência de chaveamento, e seus dados constam no ANEXO C, o capacitor definido tem um valor de capacitância de 100 $\mu$ F.

### 3.5 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foram feitas as etapas necessárias para o projeto do conversor *buck-boost*, bem como o projeto do indutor com valor próximo ao calculado na etapa do projeto do conversor estático. Também foi definido o restante dos componentes que fazem parte do circuito do conversor.

## 4 PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS E RESULTADOS

### 4.1 Simulação do conversor em malha aberta

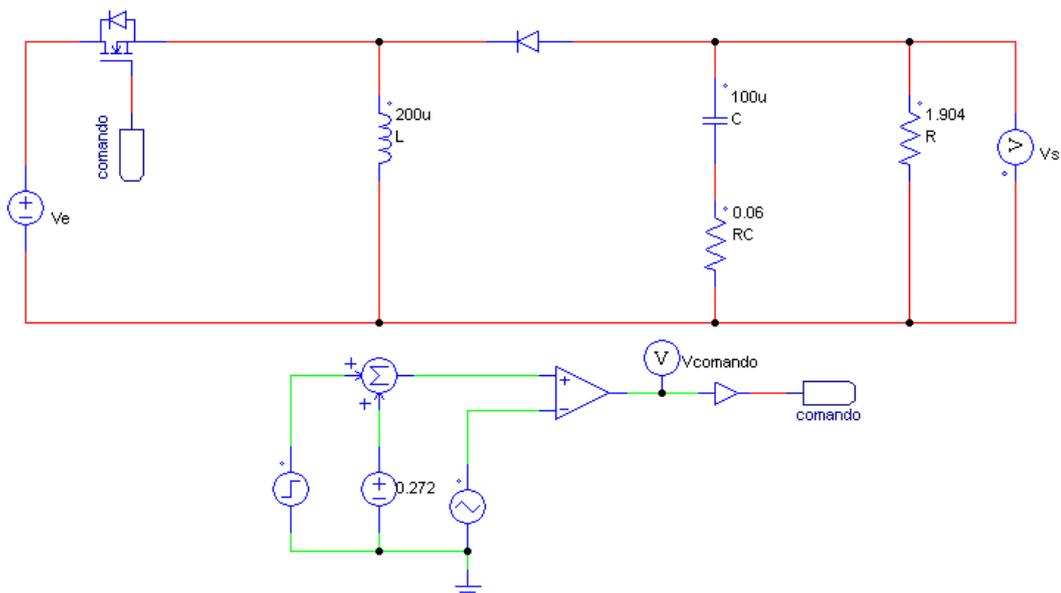
A partir dos resultados obtidos na fase de projeto para os componentes do circuito, pode-se descrever o conversor de acordo com a Figura 19, sendo incluído no circuito do conversor o valor de resistência em série interna do capacitor, a qual influencia diretamente na ondulação da tensão de saída, como pode ser visto na Figura 21. No caso do modelo dinâmico linearizado, as funções de transferência que descrevem o conversor são obtidas substituindo os parâmetros do conversor nas equações 8 e 9 conforme segue:

$$G_d(s) = \frac{V_s(s)}{d(s)} = 69,69 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{1,86 \cdot 10^5}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{1,85 \cdot 10^4}\right)}{1 + \frac{s}{5,02 \cdot 10^3} + \frac{s^2}{3,47 \cdot 10^7}} \quad (28)$$

$$G_{V_e}(s) = \frac{V_s(s)}{V_e(s)} = 0,31 \cdot \frac{1 + \frac{s}{1,86 \cdot 10^5}}{1 + \frac{s}{5,02 \cdot 10^3} + \frac{s^2}{3,47 \cdot 10^7}} \quad (29)$$

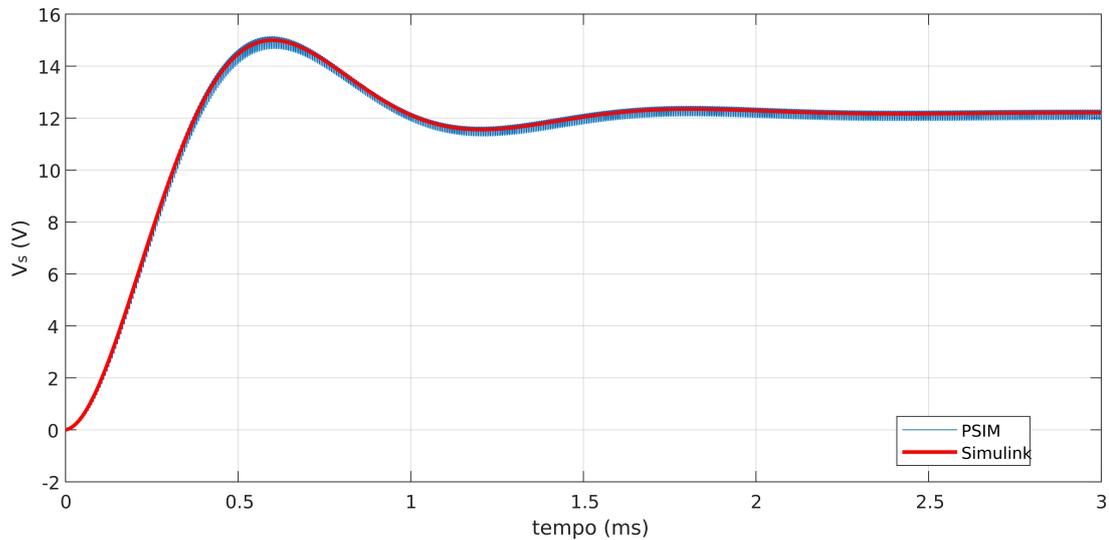
Na Figura 20 é mostrada a comparação entre a simulação do circuito implementado no *PSIM*<sup>®</sup> e a simulação do sistema dinâmico linearizado descrito pelas equações 28 e 29

Figura 19 – Circuito do conversor estático.



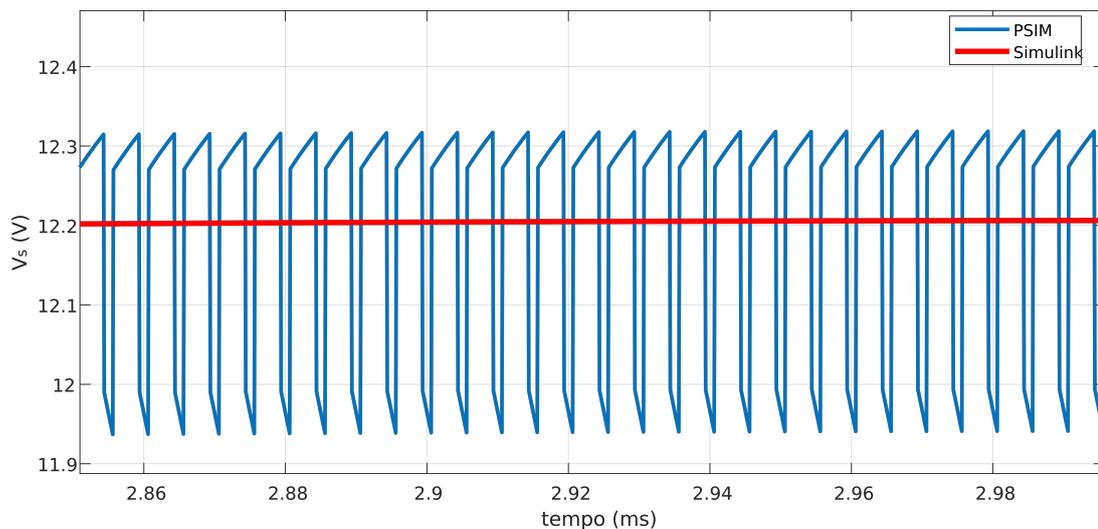
Fonte: o autor.

Figura 20 – Resposta ao degrau em malha aberta.



Fonte: o autor.

Figura 21 – Resposta ao degrau em malha aberta (ampliação do regime permanente).



Fonte: o autor.

utilizando o *software MATLAB/Simulink*<sup>®</sup>. Já a Figura 21 mostra a mesma comparação com ampliação de um trecho do regime permanente, onde pode-se constatar que o modelo linearizado representa bem o comportamento do circuito no ponto de operação escolhido.

Para obter a resposta dinâmica do conversor, o mesmo foi simulado com uma entrada de tensão do tipo degrau, como pode ser visto na Figura 20, ficando evidente o efeito da resistência em série interna do capacitor na tensão de saída do conversor, o que também é confirmado pela Figura 21. Na Figura 20 também pode-se observar que o sistema simulado no *PSIM*<sup>®</sup> evidencia que o conversor se comporta como um sistema de fase não mínima, de acordo com as equações definidas em (MELLO, 2006).

Analisando a resposta do conversor a um degrau de entrada, nota-se que ocorre um sobressinal no sistema, o qual deve ser minimizado através de uma estratégia de controle adequada, de forma que não danifique os componentes semicondutores que compõe o conversor.

## 4.2 Projeto do controlador em tempo Contínuo

Para compensar distúrbios e possíveis mudanças no sistema, deve-se fechar a malha de controle do sistema proposto. Embora o sistema possua duas entradas ( $d$  e  $V_e$ ) e uma saída ( $V_s$ ), só é possível atuar na razão cíclica ( $d$ ), pois a tensão de entrada ( $V_e$ ) depende única e exclusivamente do painel solar acoplado ao conversor *buck-boost*. Desta forma,  $V_e$  será tratado como um distúrbio e o controlador será projetado considerando apenas a malha entre  $d$  e  $V_s$ . Na Figura 22, é apresentado o Diagrama de Bode de  $G_d(s)$ , que é a função de transferência de  $V_s$  em relação a  $d$ , anteriormente apresentada em 28, onde nota-se que o sistema é instável em malha aberta, possuindo margens de fase e ganho negativas (ilustradas em vermelho na Figura 22). Desta forma, é necessário projetar um controlador para que o sistema seja estável em malha fechada, além de atender à certos requisitos de desempenho, como seguimento de referência do tipo degrau com erro nulo em regime permanente, rejeição a distúrbios do tipo degrau com erro nulo em regime permanente e tempo de acomodação inferior a 15 ms.

Entre as inúmeras alternativas possíveis, optou-se por escolher um controlador PI com um bloco de avanço de fase de aproximadamente  $40^\circ$  na frequência crítica do sistema realimentado. Optou-se por esta topologia pelo fato dela possibilitar que o sistema realimentado siga referências e rejeite distúrbios do tipo degrau com erro nulo em regime permanente, bem como possibilite que o tempo de acomodação seja ajustado através do bloco de avanço de fase. A sintonia dos parâmetros do controlador PI foi realizada através do método do ponto crítico com o ensaio do relé em malha fechada, conforme descrito por (BAZANELLA; JR, 2005). Este método foi escolhido pois possui diversas vantagens em relação ao método do ponto crítico com controle proporcional, tais como controle da amplitude da oscilação observada na saída do sistema e possibilidade de aplicação *online* (BAZANELLA; JR, 2005). Embora neste trabalho o projeto tenha sido baseado em simulações do conversor, sendo portanto possível utilizar o método do ponto crítico com controle proporcional, optou-se pelo método do relé, visando a aplicação futura em um conversor *buck-boost* real.

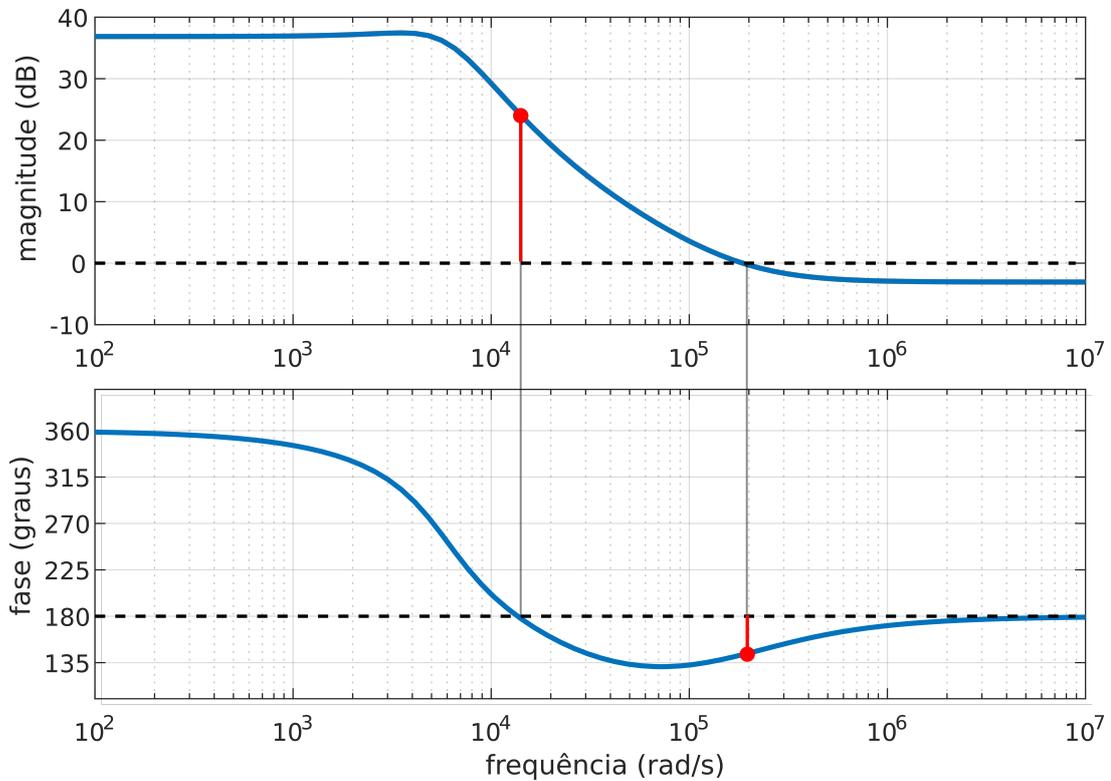
A função de transferência do controlador projetado segundo o procedimento exposto em (BAZANELLA; JR, 2005) segue abaixo.

$$C(s) = \frac{8,38 \cdot 10^{-2}s^2 + 414,11s + 5,10 \cdot 10^5}{s^2 + 5,36 \cdot 10^4s} \quad (30)$$

O diagrama de blocos sistema em malha fechada, incluindo o controlador projetado, pode ser visto na Figura 23, enquanto o Diagrama de Bode do sistema completo com o controlador projetado é apresentado na Figura 24, onde também são apresentadas as margens de estabilidade (indicadas em vermelho). Nota-se que neste caso o sistema é estável em malha fechada, possuindo margem de ganho igual a 14,9 dB e margem de fase de 112°.

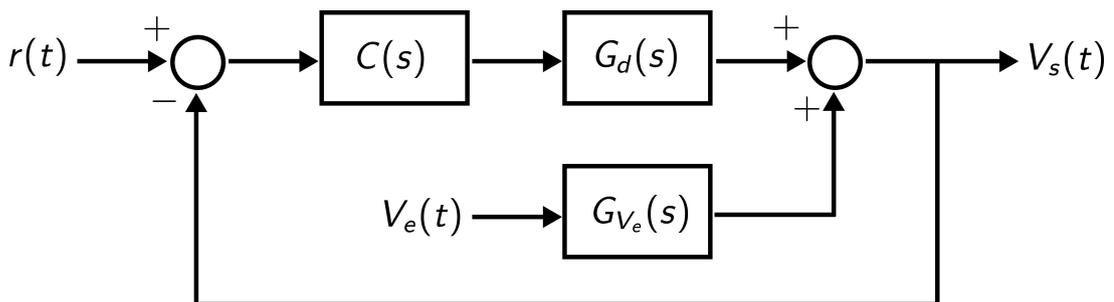
Na Figura 25 é mostrada a simulação do sistema para o seguimento de uma referência do tipo degrau de 13,8 V, considerando que a tensão de entrada é de 37 V. A resposta do sistema de controle obteve um bom desempenho em relação ao tempo em que

Figura 22 – Diagrama de Bode de  $G_d(s)$ .

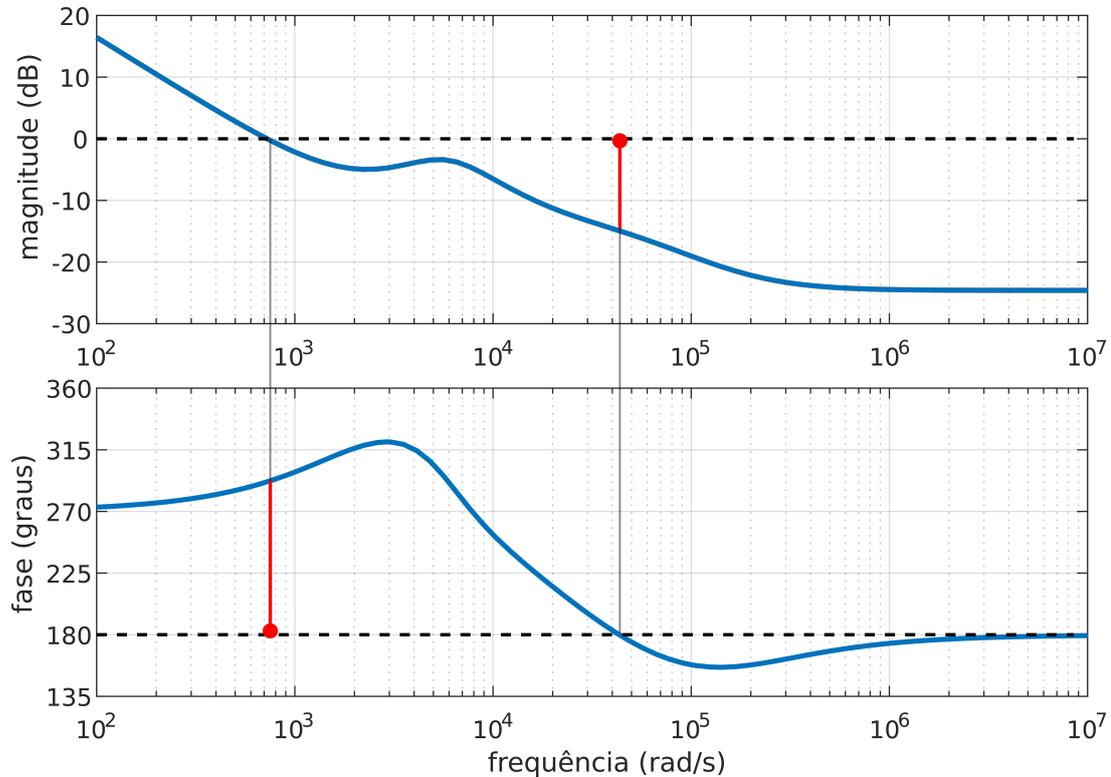


Fonte: o autor.

Figura 23 – Circuito de controle de malha fechada.



Fonte: o autor.

Figura 24 – Diagrama de Bode de  $C(s)G_d(s)$ .

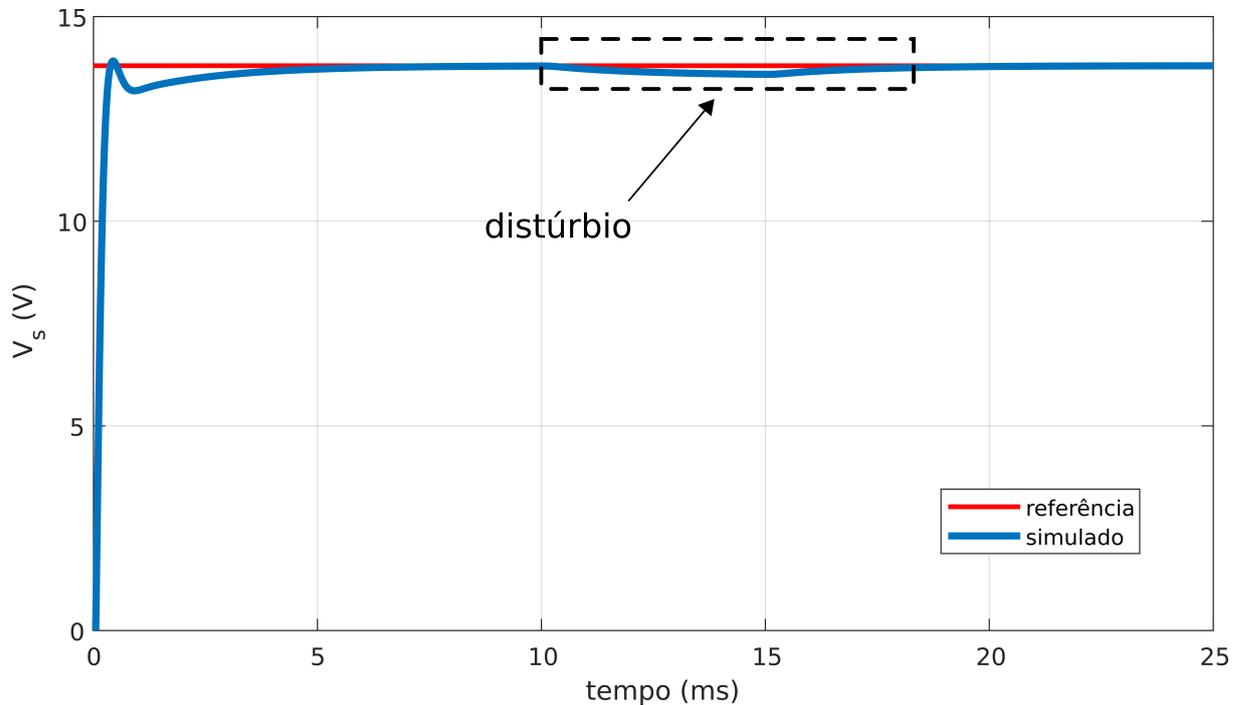
Fonte: o autor.

o valor de tensão entra em regime permanente, mantendo praticamente o mesmo tempo de malha aberta. Foi inserida uma perturbação do tipo rampa na tensão de entrada de forma a verificar o comportamento do sistema a estes efeitos, uma vez que estas perturbações condizem com a diminuição de irradiação ao longo do dia. Essas variações, conforme anteriormente explicado, causam um declínio na tensão que pode ser comparado a uma rampa com coeficiente angular negativo ou positivo dependendo se houver um aumento da irradiância incidente. Após o tempo de duração da rampa, de aproximadamente 5 ms, a saída volta a acomodar em 13,8 V, mantendo o erro nulo em regime permanente.

### 4.3 Projeto do Controlador em Tempo Discreto

Sistemas de controle atuais utilizam microprocessadores para implementar o controle em malha fechada. Uma das vantagens de utilizar microprocessadores é evitar a degradação que ocorre em compensadores analógicos, bem como aumentar a flexibilidade para alteração da topologia do controlador (LANDAU; ZITO, 2007). Entre as formas disponíveis para obter o controlador em tempo discreto, foi adotada a discretização do controlador projetado em tempo contínuo. Para tanto, foi utilizado o método da aproximação bilinear (LANDAU; ZITO, 2007), o qual consiste em substituir a variável  $s$  do

Figura 25 – Resposta transitória do sistema em malha fechada com o controlador projetado.



Fonte: o autor.

controlador de tempo contínuo por

$$s = \frac{2z - 1}{T_s z + 1}, \quad (31)$$

onde  $T_s$  é o período de amostragem, escolhido como igual a  $150 \mu\text{s}$ . Esta transformação resultou controlador de tempo discreto com a seguinte função de transferência:

$$C(z) = \frac{0,02347z^2 - 0,03227z + 0,01109}{z^2 - 0,3985z - 0,6015} \quad (32)$$

O circuito do conversor com o controlador de tempo discreto pode ser visto na Figura 26. A resposta para o seguimento de uma referência de  $13,8 \text{ V}$  é apresentada na Figura 27, onde também foi aplicada uma perturbação do tipo rampa com duração de  $0,5 \text{ ms}$  para avaliação do comportamento do sistema a este tipo de distúrbio.

Conforme pode-se observar na Figura 26, o desempenho do sistema de controle em tempo discreto não é o mesmo obtido com o sistema em tempo contínuo, observando-se um sobressinal considerável na tensão de saída. Isto ocorre por três motivos. Primeiro, parte considerável deste sobressinal é devida à aplicação da tensão de entrada, sobre a qual não é possível atuar, podendo inclusive ser tratada como uma perturbação por este motivo. Segundo, ao se discretizar o controlador, ocorre uma degradação do desempenho pelo fato do sinal de controle manter-se constante durante todo período de amostragem em uma dada amostra, não podendo alterar seu valor instantaneamente como ocorria no

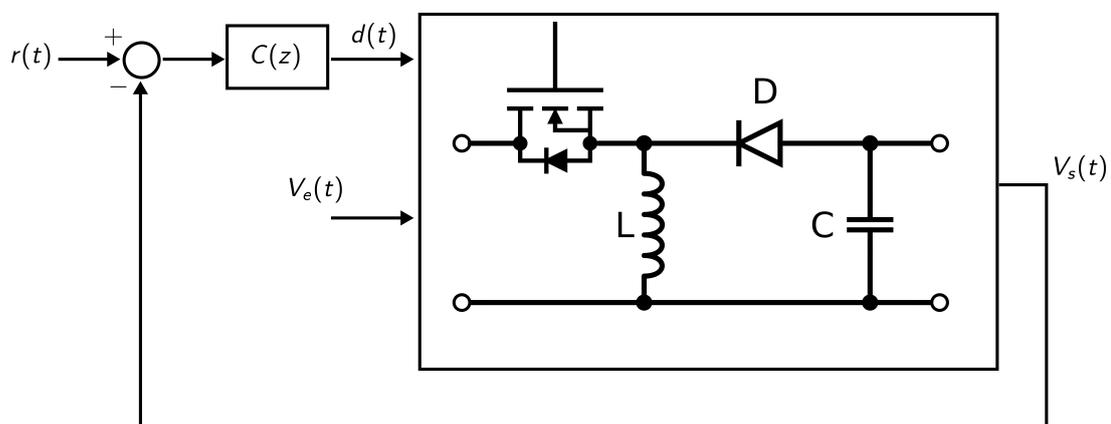
caso do sistema de tempo contínuo. Por fim, o controlador de tempo contínuo havia sido testado no modelo linearizado, o qual representa bem o conversor *buck-boost* apenas no ponto de operação no qual foi realizada a linearização. Já o controlador de tempo discreto foi utilizado no circuito do conversor, o qual não é um sistema linear devido à presença das chaves (MOSFET e diodo).

Uma forma de compensar a degradação de desempenho é implementado uma estratégia de controle *feedforward*, também conhecido como controle antecipatório, pois atua na variável de controle antes que os efeitos de distúrbios sejam significativos na saída do sistema. Como os únicos requisitos para a utilização desta topologia são a medição da perturbação e o conhecimento do modelo dinâmico da mesma, algo facilmente realizável neste projeto, adotou-se o controle *feedforward* em conjunto com o controlador PI com bloco de avanço de fase. O controlador *feedforward* foi projetado de forma semelhante ao descrito em (DOLIYA, 2017), onde foi implementado um controle deste tipo para um conversor do tipo *buck*. Neste caso, um valor de  $K_f = -0,0045$  mostrou-se adequado para o projeto. A Figura 28 ilustra a implementação final do controlador, incluindo o controle *feedforward*.

Na Figura 29, é apresentada a saída do sistema de controle em tempo discreto com controle *feedforward*, onde nota-se que o desempenho transitório do sistema melhorou consideravelmente, não sendo mais observado sobressinal da tensão de saída.

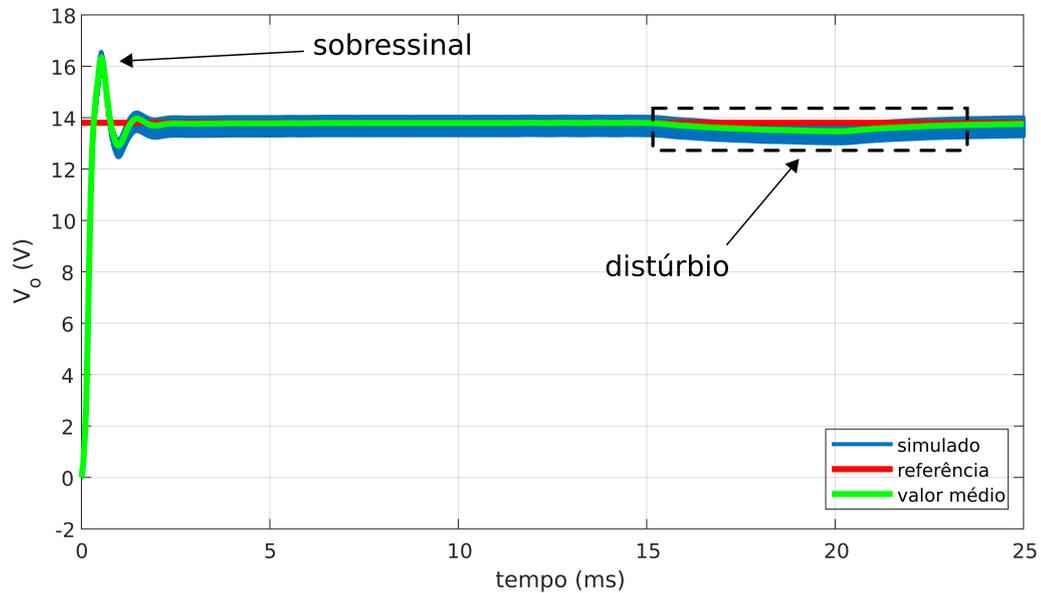
Por fim, foi realizado um último teste de forma a verificar a robustez do sistema à mudanças abruptas de carga. Desta forma, o sistema completo (Figura 28) foi simulado considerando que ocorreu um aumento abrupto da carga de 50% em 20 ms. O resultado é mostrado na Figura 30, onde constata-se que embora seja visível o efeito do aumento da carga, tirando o sistema do equilíbrio, o mesmo volta a se assentar em cerca de 2,5 ms e volta a seguir a referência com erro nulo em regime permanente, evidenciando a robustez

Figura 26 – Circuito do conversor com controlador de tempo discreto.



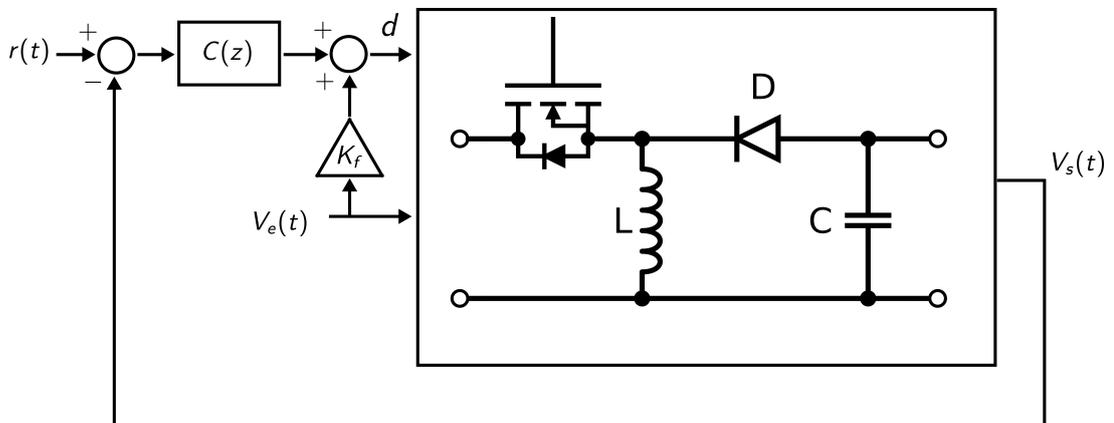
Fonte: o autor.

Figura 27 – Resposta transitória do sistema em malha fechada com o controlador de tempo discreto.



Fonte: o autor.

Figura 28 – Circuito com controle *feedforward*.



Fonte: o autor.

do sistema. Desta forma, pode-se concluir que o controlador projetado atende a todos os requisitos de desempenho almejados.

Figura 29 – Resposta transitória do sistema em malha fechada com controle *feedforward*.

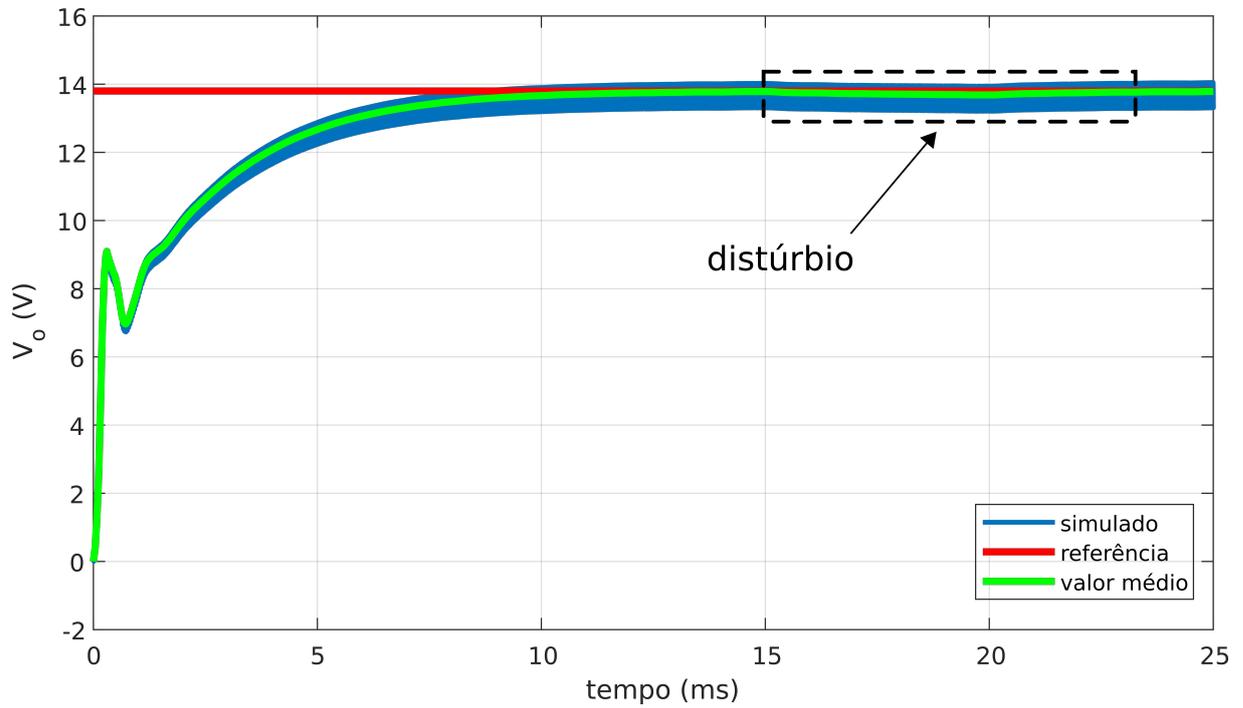
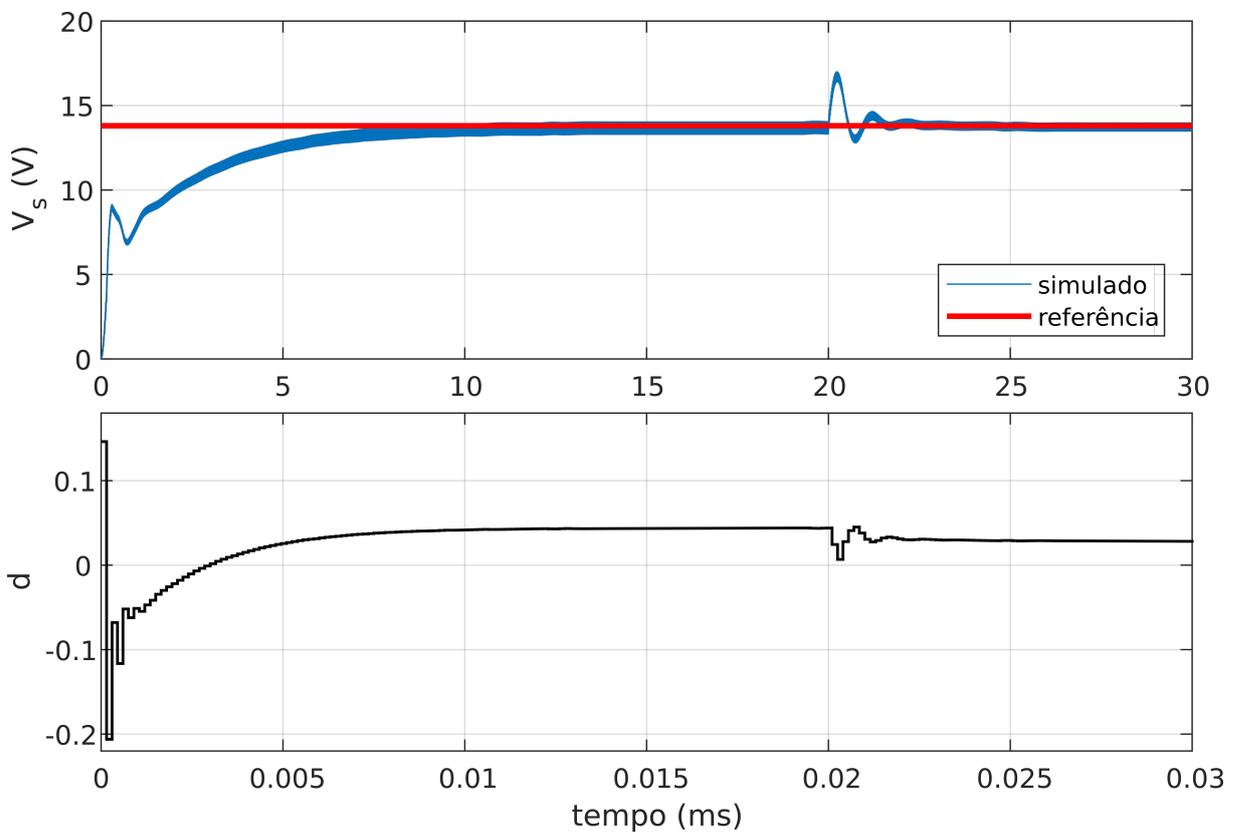


Figura 30 – Resposta do sistema com mudança abrupta de carga.



## 5 CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi estudada uma técnica para operar sistemas autônomos de energia solar através do uso de conversores CC-CC. Analisou-se o comportamento de sistemas fotovoltaicos para compreensão do seu funcionamento através de simulações com o software *PSIM*<sup>®</sup>. Os resultados de simulação do módulo fotovoltaico mostraram que o modelo teórico disponível no software *PSIM*<sup>®</sup> utilizando os parâmetros ajustados obtém uma melhor aproximação dos valores descritos na folha de dados dos módulos que o modelo de um único diodo.

Para o bom funcionamento do conversor, fabricou-se e montou-se um indutor. O método de projeto mostrou-se eficiente quando comparado ao valor calculado no projeto do conversor estático. Nas simulações do conversor, ficou evidente que a resistência em série interna do capacitor exerce uma influência significativa na ondulação da tensão de saída, devendo ser escolhido um capacitor com baixa resistência em série de forma a melhorar a performance do conversor.

A partir da finalização da etapa de projeto do conversor estático, calculou-se os dados referentes as equações que regem a resposta dinâmica do conversor em malha aberta. As simulações do conversor em malha aberta em comparação com a simulação do circuito elétrico do conversor demonstram que o modelo linearizado de segunda ordem representa bem tanto o comportamento dinâmico quanto estático do sistema, podendo então ser utilizado para o projeto de um controlador de forma a regular a saída e melhorar o desempenho dinâmico.

Desta forma, considerando as estratégias de controle propostas no projeto, pode-se identificar que o controlador proporcional-integral (PI) com bloco de avanço escolhido não atendeu a todos os requisitos de projeto devido ao efeito da tensão de entrada do conversor, a qual não pode ser controlada, ocasionando o surgimento de *overshoot* na tensão de saída. Por este motivo, tratando a tensão de entrada como uma perturbação, optou-se pela utilização de um controlador *feedforward*, o qual atua na variável de controle antecipando o efeito das variações da tensão de entrada na tensão de saída, melhorando o desempenho dinâmico do sistema à perturbações. Com a resposta satisfatória do controlador em tempo contínuo e por conveniência, optou-se por discretizar o controlador para poder implementá-lo em um circuito microprocessado.

Os dados obtidos pela simulação do controle em tempo discreto mostram que o controlador discretizado manteve o desempenho obtido para o sistema em tempo contínuo, sem *overshoot*, com baixo tempo de acomodação na tensão de saída e erro nulo em regime permanente.

Por fim, conclui-se que este trabalho foi de grande importância pois foram aplicados conhecimentos e competências adquiridos em diversas áreas estudadas ao longo do curso, aprofundando os conhecimentos especialmente nas áreas de controle e eletrônica de potência. Posteriormente, em trabalhos futuros, os resultados de simulação apresentados podem ser comparados com resultados experimentais, de forma a comprovar de forma definitiva o projeto desenvolvido.

## 5.1 Trabalhos futuros

Os tópicos que não foram apresentados no presente trabalho que ficam como sugestão para um próximo trabalho são: implementação do controle em um sistema microcontrolado; estudo de algoritmos MPPT que variam diretamente a razão cíclica funcionando no modo contínuo; análise das estratégias para considerar a função de transferência de painéis fotovoltaicos parte do modelo do conversor; estudo dos efeitos de alta frequência de chaveamento no indutor e na resposta da tensão de saída; obtenção de resultados experimentais com um arranjo fotovoltaico real.

# Referências

- BARBI, I. *Projetos de Fontes Chaveadas*. Santa Catarina: [s.n.], 1988.
- BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. *PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES*. Florianópolis, 2002. Disponível em: <[http://www.professorpetry.com.br/Bases\\_Dados/Apostilas\\_Tutoriais/Apostila\\_Projeto\\_Fisico\\_De\\_Magneticos.pdf](http://www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf)>.
- BAZANELLA, A. S.; JR, J. M. G. da S. *Sistemas de Controle: Princípios e Métodos de Projeto*. Porto Alegre: Editora UFRGS, 2005.
- DOLIYA, D. Feedback and feedforward control of buck converter with parasitics. In: *2017 2nd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information Communication Technology (RTEICT)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 471–475.
- ELÉTRICA, A. N. de E. *Capacidade de Geração do Brasil*. 2019. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm;%20?%253E>>.
- HECKTHEUER, L. A. *Simulação de Sistemas Fotovoltaicos Autônomos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Rio Grande do Sul, 1991.
- IVO, B.; MARTINS, D. C. *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. [S.l.]: edição dos autores, 2002.
- JÚNIOR, M. F. B.  
*Estratégias de Controle de Conversores Boost Aplicados em Sistemas Fotovoltaicos* — Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2016.
- LANDAU, I.; ZITO, G. *Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation*. [S.l.]: Springer London, 2007. (Communications and Control Engineering). ISBN 9781846280566.
- LTDA., T. E. *Produtos, núcleos EE*. 2008. Disponível em: <<https://www.thornton.com.br/produtos/nec.htm>>.
- MELLO, L. D. *Projetos De Fontes Chaveadas - Teoria E Pratica*. São José dos Campos: ERICA, 2006. ISBN 9788536503370.
- MOURA, J. F. C. de. *Caracterização de Baterias Automotivas para uso Solar Fotovoltaico*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Rio Grande do Sul, 1996.
- NOVACON. *Tabela de fios AWG*. 2015. Disponível em: <<http://www.novacon.com.br/audiotabawg.htm>>.
- NUNES, P. M. de A. O.  
*Controle de um Conversor Buck-Boost para Carga e Descarga de Bateria* — Escola de Engenharia de São Carlos, São Paulo, 2012.

OLIVEIRA, F. J. de.

*Estudo e Implementação de um Conversor CC-CC Aplicado a Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede* — Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, Minas Gerais, 2016.

ORTIZ, M. *Parâmetros de núcleos de ferrite tipo EE*. 2011. Disponível em: <<http://www.electroncad.com.br/index.php/pr-br/eletricidade/indutores-transformadores/75-parametros-nucleos-ferrite-ee>>.

PETRY, C. A. *Conversores CC-CC: Conversor BuckBoos*. 2014. Disponível em: <[http://www.professorpetry.com.br/Ensino/Eletronica\\_Potencia/Capitulo\\_14.pdf](http://www.professorpetry.com.br/Ensino/Eletronica_Potencia/Capitulo_14.pdf)>.

RIBEIRO, R. V. *Caracterização de Baterias Automotivas para uso Solar Fotovoltaico*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2011.

# Anexos

# ANEXO A – FOLHA DE DADOS DO PAINEL SOLAR CS6U-325P



## MAXPOWER (1500 V) CS6U-315 | 320 | 325 | 330P

Canadian Solar's new 1500 V module is a product for high voltage systems, which can increase the string length of solar systems by up to 50%, saving BOS costs.

### KEY FEATURES



Designed for high voltage systems of up to 1500 V<sub>DC</sub>, saving on BoS costs



Excellent module efficiency of up to 16.97 %



Outstanding low irradiance performance: 96.0 %



High PTC rating of up to 91.55 %



IP67 junction box for long-term weather endurance



Heavy snow load up to 5400 Pa, wind load up to 2400 Pa



**linear power output warranty**



**product warranty on materials and workmanship**

### MANAGEMENT SYSTEM CERTIFICATES\*

ISO 9001:2008 / Quality management system

ISO 14001:2004 / Standards for environmental management system

OHSAS 18001:2007 / International standards for occupational health & safety

### PRODUCT CERTIFICATES\*

IEC 61215 / IEC 61730: VDE / MCS / CE

UL 1703 / IEC 61215 performance: CEC listed (US)

UL 1703: CSA / IEC 61701 ED2: VDE / IEC 62716: VDE

UNI 9177 Reaction to Fire: Class 1

Take-e-way



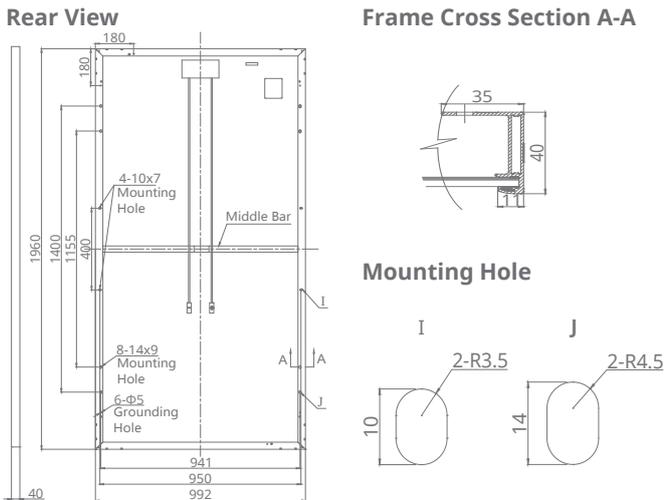
\* As there are different certification requirements in different markets, please contact your local Canadian Solar sales representative for the specific certificates applicable to the products in the region in which the products are to be used.

**CANADIAN SOLAR INC.** is committed to providing high quality solar products, solar system solutions and services to customers around the world. As a leading PV project developer and manufacturer of solar modules with over 17 GW deployed around the world since 2001, Canadian Solar Inc. (NASDAQ: CSIQ) is one of the most bankable solar companies worldwide.

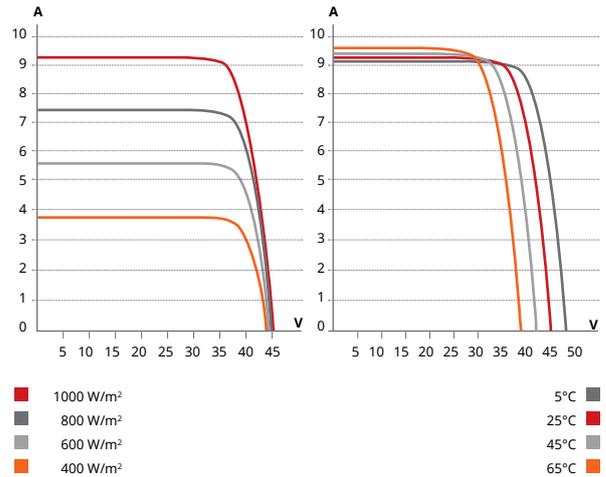
### CANADIAN SOLAR INC.

545 Speedvale Avenue West, Guelph, Ontario N1K 1E6, Canada, [www.canadiansolar.com](http://www.canadiansolar.com), [support@canadiansolar.com](mailto:support@canadiansolar.com)

## ENGINEERING DRAWING (mm)



## CS6U-320P / I-V CURVES



## ELECTRICAL DATA | STC\*

CS6U	315P	320P	325P	330P
Nominal Max. Power (P <sub>max</sub> )	315 W	320 W	325 W	330 W
Opt. Operating Voltage (V <sub>mp</sub> )	36.6 V	36.8 V	37.0 V	37.2 V
Opt. Operating Current (I <sub>mp</sub> )	8.61 A	8.69 A	8.78 A	8.88 A
Open Circuit Voltage (V <sub>oc</sub> )	45.1 V	45.3 V	45.5 V	45.6 V
Short Circuit Current (I <sub>sc</sub> )	9.18 A	9.26 A	9.34 A	9.45 A
Module Efficiency	16.20%	16.46%	16.72%	16.97%
Operating Temperature	-40°C ~ +85°C			
Max. System Voltage	1500 V (IEC) or 1500 V (UL)			
Module Fire Performance	TYPE 1 (UL 1703) or CLASS C (IEC 61730)			
Max. Series Fuse Rating	15 A			
Application Classification	Class A			
Power Tolerance	0 ~ + 5 W			

\* Under Standard Test Conditions (STC) of irradiance of 1000 W/m<sup>2</sup>, spectrum AM 1.5 and cell temperature of 25°C.

## MECHANICAL DATA

Specification	Data
Cell Type	Poly-crystalline, 6 inch
Cell Arrangement	72 (6 × 12)
Dimensions	1960 × 992 × 40 mm (77.2 × 39.1 × 1.57 in)
Weight	22.4 kg (49.4 lbs)
Front Cover	3.2 mm tempered glass
Frame Material	Anodized aluminium alloy
J-Box	IP67, 3 diodes
Cable	PV1500DC-F1 4 mm <sup>2</sup> (IEC) & 12 AWG 2000 V (UL), 1160 mm (45.7 in)
Connector	T4 series or UTX or MC4 series
Per Pallet	26 pieces, 635 kg (1400 lbs)
Per container (40' HQ)	624 pieces

## ELECTRICAL DATA | NOCT\*

CS6U	315P	320P	325P	330P
Nominal Max. Power (P <sub>max</sub> )	228 W	232 W	236 W	239 W
Opt. Operating Voltage (V <sub>mp</sub> )	33.4 V	33.6 V	33.7 V	33.9 V
Opt. Operating Current (I <sub>mp</sub> )	6.84 A	6.91 A	6.98 A	7.05 A
Open Circuit Voltage (V <sub>oc</sub> )	41.5 V	41.6 V	41.8 V	41.9 V
Short Circuit Current (I <sub>sc</sub> )	7.44 A	7.50 A	7.57 A	7.66 A

\* Under Nominal Operating Cell Temperature (NOCT), irradiance of 800 W/m<sup>2</sup>, spectrum AM 1.5, ambient temperature 20°C, wind speed 1 m/s.

## TEMPERATURE CHARACTERISTICS

Specification	Data
Temperature Coefficient (P <sub>max</sub> )	-0.41 % / °C
Temperature Coefficient (V <sub>oc</sub> )	-0.31 % / °C
Temperature Coefficient (I <sub>sc</sub> )	0.053 % / °C
Nominal Operating Cell Temperature	45±2 °C

## PERFORMANCE AT LOW IRRADIANCE

Outstanding performance at low irradiance, with an average relative efficiency of 96.0 % from irradiances, between 1000 W/m<sup>2</sup> and 200 W/m<sup>2</sup> (AM 1.5, 25°C).

The specification and key features described in this datasheet may deviate slightly and are not guaranteed. Due to on-going innovation, research and product enhancement, Canadian Solar Inc. reserves the right to make any adjustment to the information described herein at any time without notice. Please always obtain the most recent version of the datasheet which shall be duly incorporated into the binding contract made by the parties governing all transactions related to the purchase and sale of the products described herein.

Caution: For professional use only. The installation and handling of PV modules requires professional skills and should only be performed by qualified professionals. Please read the safety and installation instructions before using the modules.

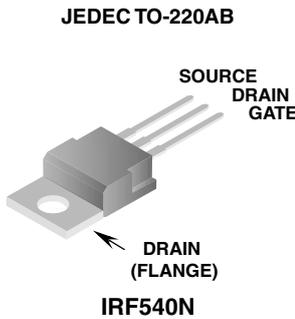
## PARTNER SECTION



# ANEXO B – FOLHA DE DADOS DO MOSFET IRF540N

**33A, 100V, 0.040 Ohm, N-Channel, Power MOSFET**

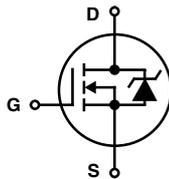
**Packaging**



**Features**

- Ultra Low On-Resistance
  - $r_{DS(ON)} = 0.040\Omega$ ,  $V_{GS} = 10V$
- Simulation Models
  - Temperature Compensated PSpice™ and SABER® Electrical Models
  - Spice and SABER® Thermal Impedance Models
  - [www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)
- Peak Current vs Pulse Width Curve
- UIS Rating Curve

**Symbol**



**Ordering Information**

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF540N	TO-220AB	IRF540N

**Absolute Maximum Ratings**  $T_C = 25^\circ C$ , Unless Otherwise Specified

	IRF540N	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1) . . . . .	100	V
Drain to Gate Voltage ( $R_{GS} = 20k\Omega$ ) (Note 1) . . . . .	100	V
Gate to Source Voltage . . . . .	$\pm 20$	V
Drain Current		
Continuous ( $T_C = 25^\circ C$ , $V_{GS} = 10V$ ) (Figure 2) . . . . .	33	A
Continuous ( $T_C = 100^\circ C$ , $V_{GS} = 10V$ ) (Figure 2) . . . . .	23	A
Pulsed Drain Current . . . . .	Figure 4	
Pulsed Avalanche Rating . . . . .	Figures 6, 14, 15	
Power Dissipation . . . . .	120	W
Derate Above $25^\circ C$ . . . . .	0.80	W/ $^\circ C$
Operating and Storage Temperature . . . . .	-55 to 175	$^\circ C$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s. . . . .	300	$^\circ C$
Package Body for 10s, See Techbrief TB334 . . . . .	260	$^\circ C$

NOTES:

1.  $T_J = 25^\circ C$  to  $150^\circ C$ .

**CAUTION:** Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

# IRF540N

## Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>OFF STATE SPECIFICATIONS</b>							
Drain to Source Breakdown Voltage	$BV_{DSS}$	$I_D = 250\mu\text{A}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 11)	100	-	-	V	
Zero Gate Voltage Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = 95\text{V}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	1	$\mu\text{A}$	
		$V_{DS} = 90\text{V}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ , $T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	250	$\mu\text{A}$	
Gate to Source Leakage Current	$I_{GSS}$	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	$\pm 100$	nA	
<b>ON STATE SPECIFICATIONS</b>							
Gate to Source Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$ , $I_D = 250\mu\text{A}$ (Figure 10)	2	-	4	V	
Drain to Source On Resistance	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 33\text{A}$ , $V_{GS} = 10\text{V}$ (Figure 9)	-	0.033	0.040	$\Omega$	
<b>THERMAL SPECIFICATIONS</b>							
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$	TO-220	-	-	1.25	$^\circ\text{C/W}$	
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$		-	-	62	$^\circ\text{C/W}$	
<b>SWITCHING SPECIFICATIONS (<math>V_{GS} = 10\text{V}</math>)</b>							
Turn-On Time	$t_{ON}$	$V_{DD} = 50\text{V}$ , $I_D = 33\text{A}$ $V_{GS} = 10\text{V}$ , $R_{GS} = 9.1\Omega$ (Figures 18, 19)	-	-	100	ns	
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$		-	9.5	-	ns	
Rise Time	$t_r$		-	57	-	ns	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	40	-	ns	
Fall Time	$t_f$		-	55	-	ns	
Turn-Off Time	$t_{OFF}$		-	-	145	ns	
<b>GATE CHARGE SPECIFICATIONS</b>							
Total Gate Charge	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = 0\text{V}$ to $20\text{V}$	$V_{DD} = 50\text{V}$ , $I_D = 33\text{A}$ , $I_{g(REF)} = 1.0\text{mA}$ (Figures 13, 16, 17)	-	66	79	nC
Gate Charge at 10V	$Q_{g(10)}$	$V_{GS} = 0\text{V}$ to $10\text{V}$		-	35	42	nC
Threshold Gate Charge	$Q_{g(TH)}$	$V_{GS} = 0\text{V}$ to $2\text{V}$		-	2.4	2.9	nC
Gate to Source Gate Charge	$Q_{gs}$			-	5.4	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	$Q_{gd}$			-	13	-	nC
<b>CAPACITANCE SPECIFICATIONS</b>							
Input Capacitance	$C_{ISS}$	$V_{DS} = 25\text{V}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ , $f = 1\text{MHz}$ (Figure 12)	-	1220	-	pF	
Output Capacitance	$C_{OSS}$		-	295	-	pF	
Reverse Transfer Capacitance	$C_{RSS}$		-	100	-	pF	

## Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Source to Drain Diode Voltage	$V_{SD}$	$I_{SD} = 33\text{A}$	-	-	1.25	V
		$I_{SD} = 17\text{A}$	-	-	1.00	V
Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$I_{SD} = 33\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	112	ns
Reverse Recovered Charge	$Q_{RR}$	$I_{SD} = 33\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	400	nC

# IRF540N

## Typical Performance Curves

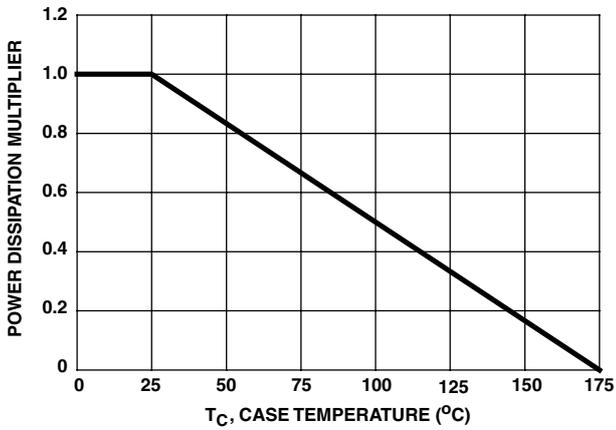


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

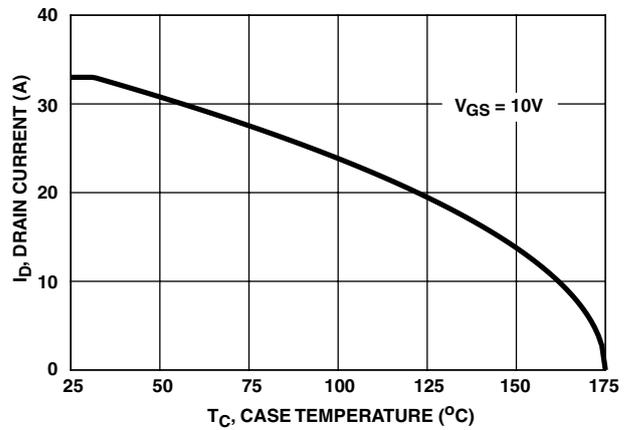


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

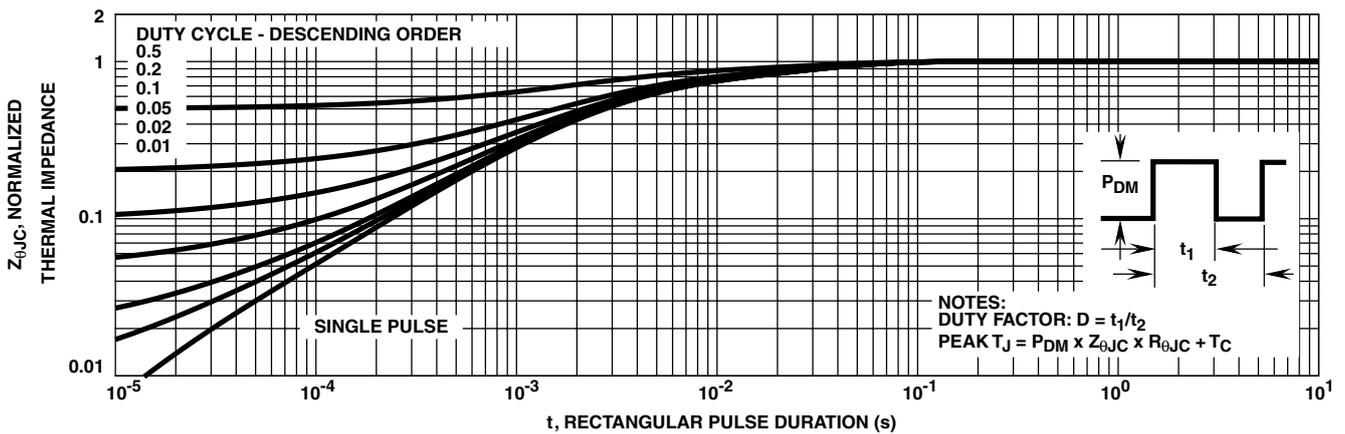


FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

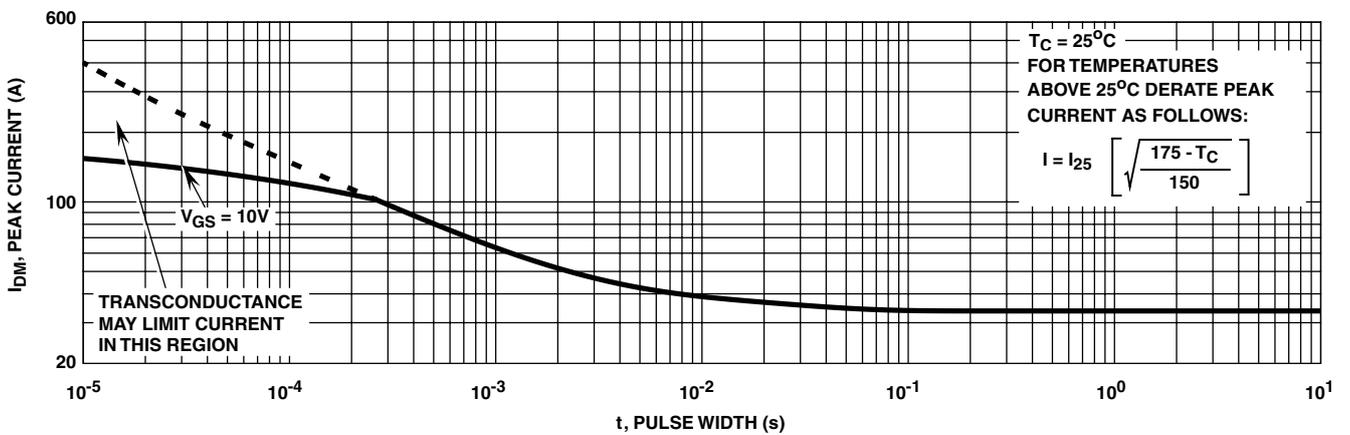


FIGURE 4. PEAK CURRENT CAPABILITY

Typical Performance Curves (Continued)

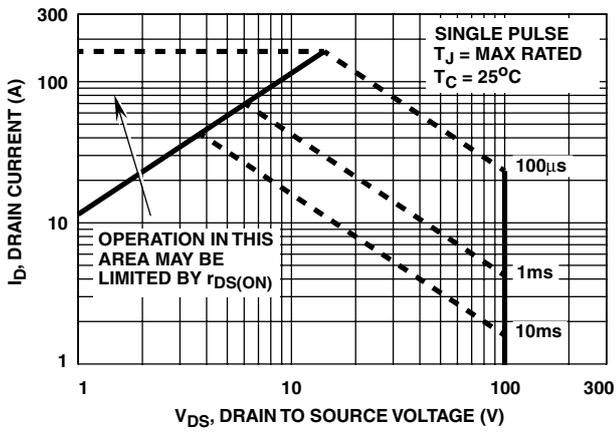
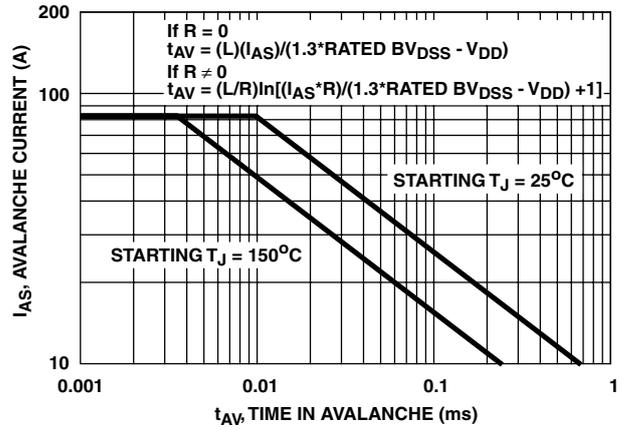


FIGURE 5. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA



NOTE: Refer to Application Notes AN9321 and AN9322.

FIGURE 6. UNCLAMPED INDUCTIVE SWITCHING CAPABILITY

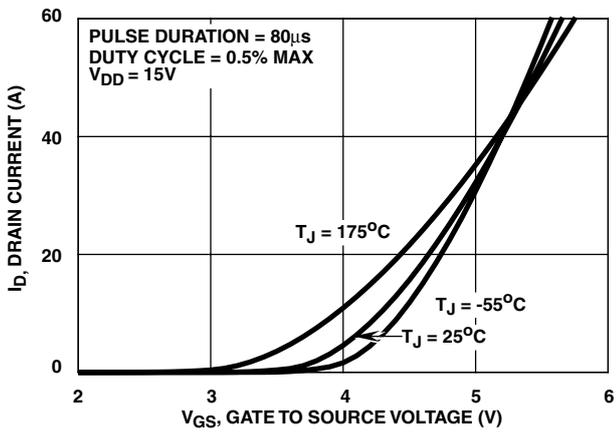


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

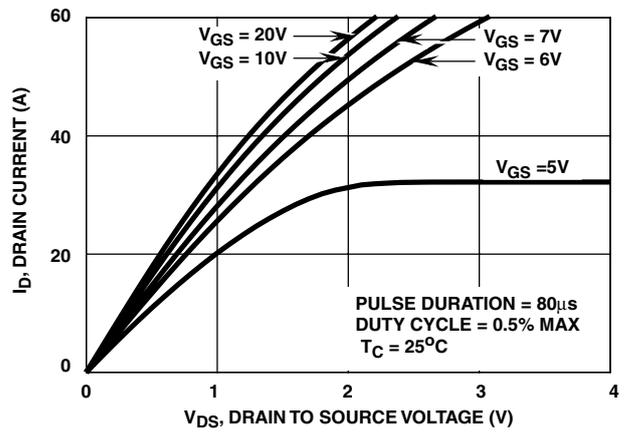


FIGURE 8. SATURATION CHARACTERISTICS

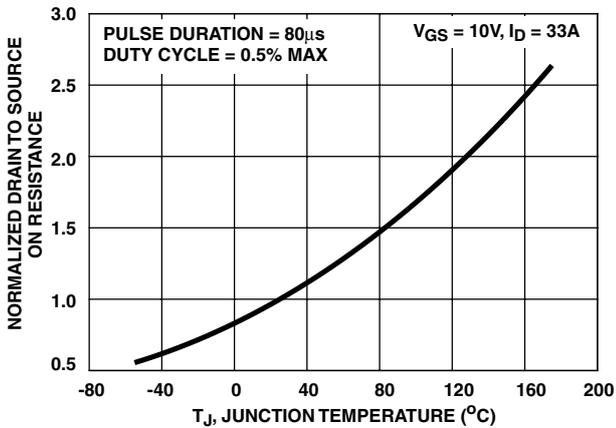


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

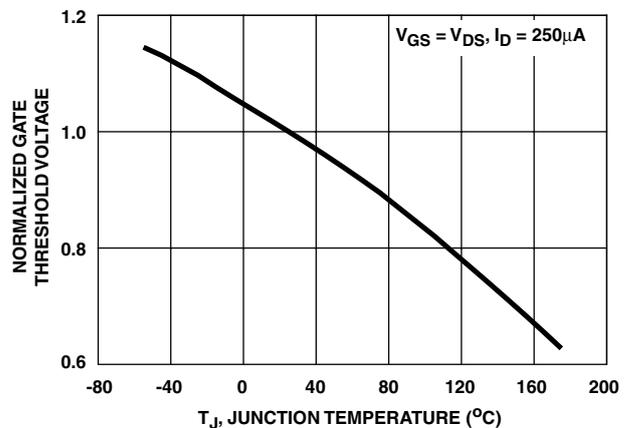


FIGURE 10. NORMALIZED GATE THRESHOLD VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

Typical Performance Curves (Continued)

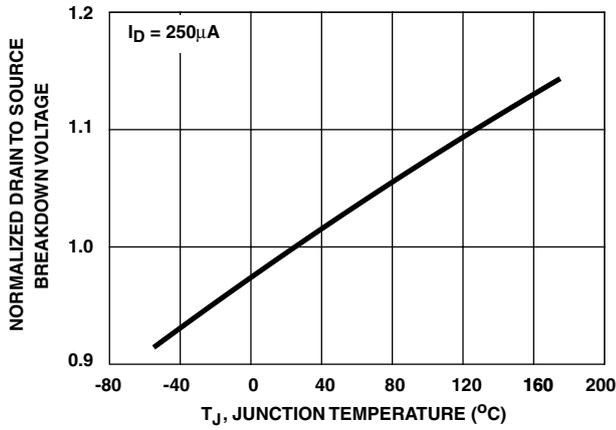


FIGURE 11. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

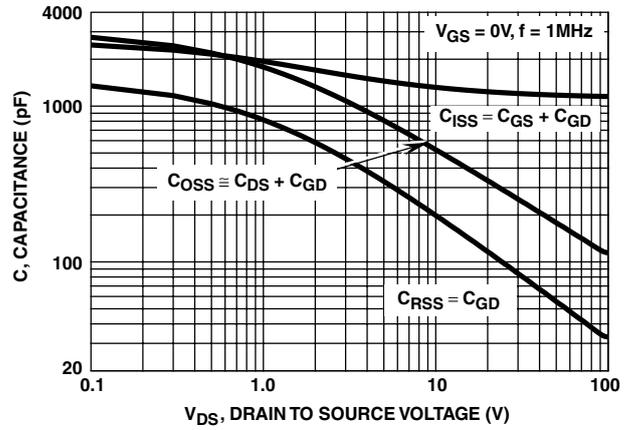
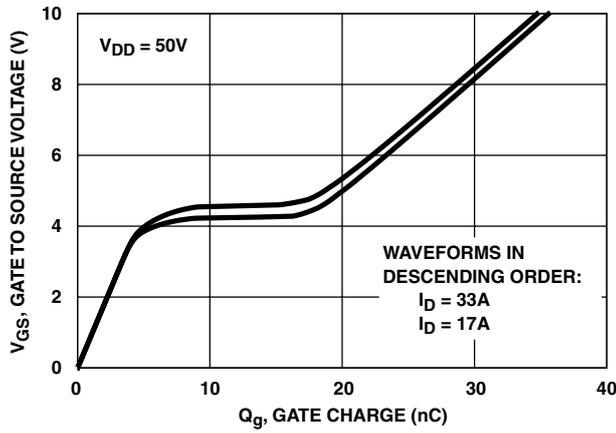


FIGURE 12. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE



NOTE: Refer to Application Notes AN7254 and AN7260.

FIGURE 13. GATE CHARGE WAVEFORMS FOR CONSTANT GATE CURRENT

Test Circuits and Waveforms

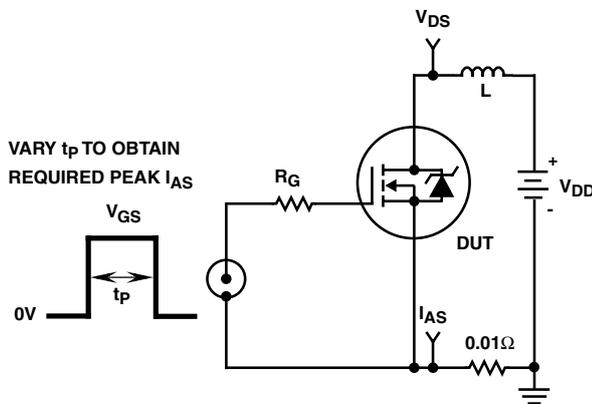


FIGURE 14. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

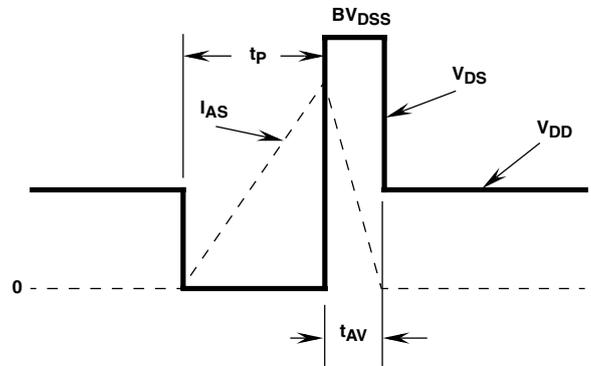


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

Test Circuits and Waveforms (Continued)

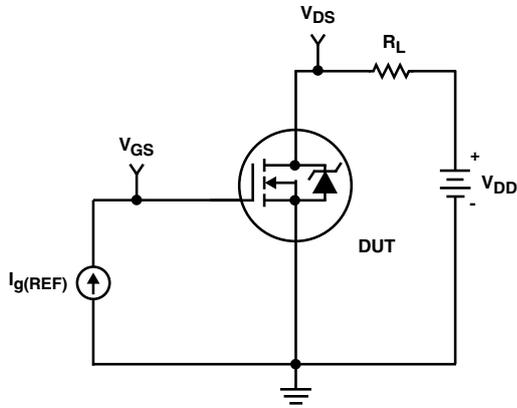


FIGURE 16. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

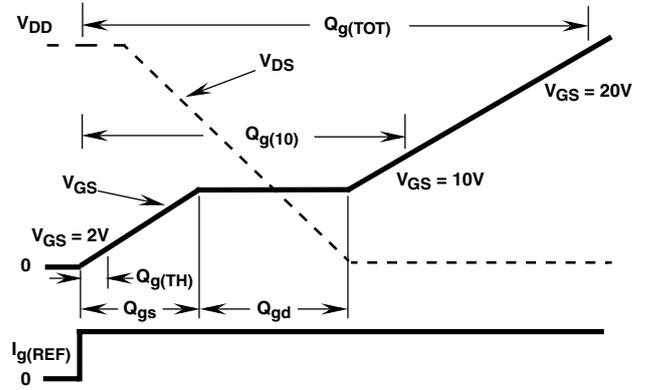


FIGURE 17. GATE CHARGE WAVEFORMS

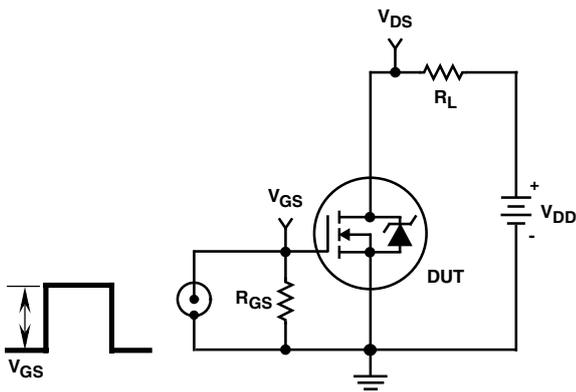


FIGURE 18. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

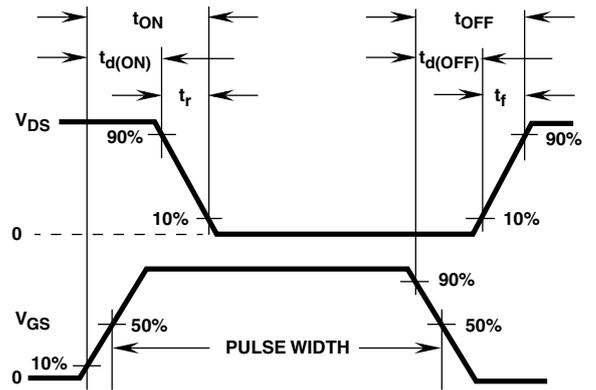


FIGURE 19. SWITCHING TIME WAVEFORM

# IRF540N

## PSPICE Electrical Model

.SUBCKT IRF540N 2 1 3 ; rev 19 July 1999

CA 12 8 1.95e-9  
 CB 15 14 1.90e-9  
 CIN 6 8 1.12e-9

DBODY 7 5 DBODYMOD  
 DBREAK 5 11 DBREAKMOD  
 DPLCAP 10 5 DPLCAPMOD

EBREAK 11 7 17 18 112.8  
 EDS 14 8 5 8 1  
 EGS 13 8 6 8 1  
 ESG 6 10 6 8 1  
 EVTHRES 6 21 19 8 1  
 EVTEMP 20 6 18 22 1

IT 8 17 1

LDRAIN 2 5 1.0e-9  
 LGATE 1 9 6.19e-9  
 LSOURCE 3 7 2.18e-9

MMED 16 6 8 8 MMEDMOD  
 MSTRO 16 6 8 8 MSTROMOD  
 MWEAK 16 21 8 8 MWEAKMOD

RBREAK 17 18 RBREAKMOD 1  
 RDRAIN 50 16 RDRAINMOD 2.00e-2  
 RGATE 9 20 1.77  
 RLDRAIN 2 5 10  
 RLGATE 1 9 26  
 RLSOURCE 3 7 11  
 RSLC1 5 51 RSLCMOD 1e-6  
 RSLC2 5 50 1e3  
 RSOURCE 8 7 RSOURCEMOD 6.5e-3  
 RVTHRES 22 8 RVTHRESMOD 1  
 RVTEMP 18 19 RVTEMPMOD 1

S1A 6 12 13 8 S1AMOD  
 S1B 13 12 13 8 S1BMOD  
 S2A 6 15 14 13 S2AMOD  
 S2B 13 15 14 13 S2BMOD

VBAT 22 19 DC 1

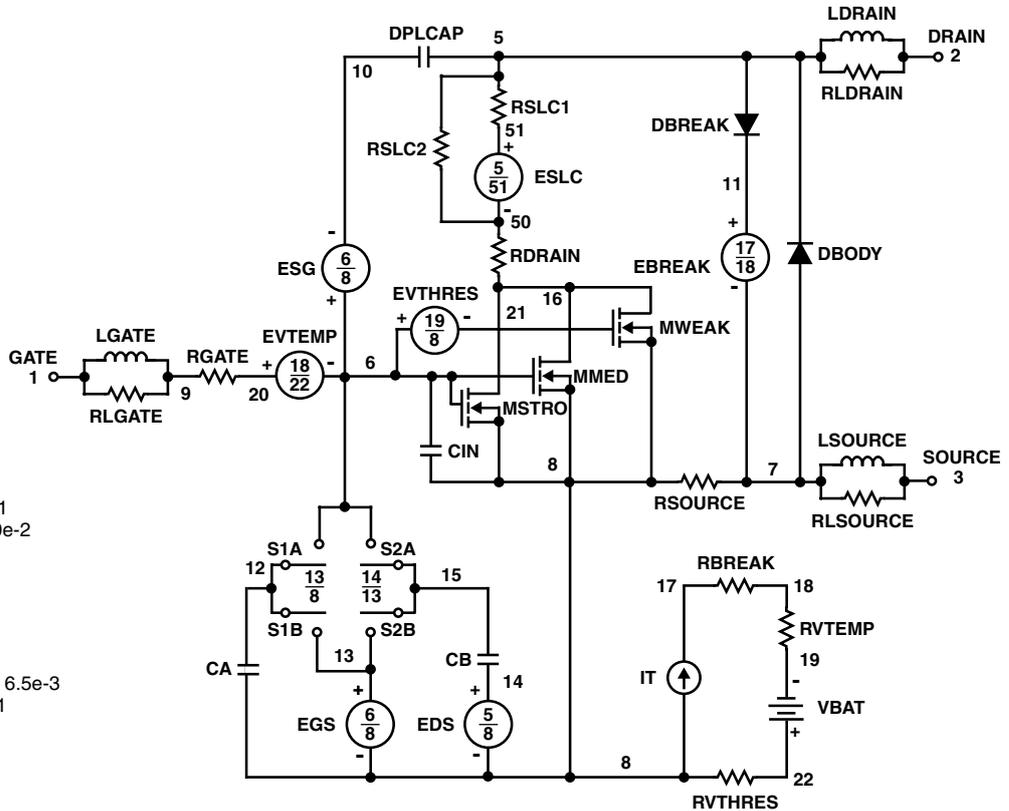
ESLC 51 50 VALUE={{(V(5,51)/ABS(V(5,51)))^(PWR(V(5,51)/(1e-6\*71),3.5))}}

.MODEL DBODYMOD D (IS = 1.20e-12 RS = 4.2e-3 XTI = 5 TRS1 = 1.3e-3 TRS2 = 8.0e-6 CJO = 1.50e-9 TT = 7.47e-8 M = 0.63)  
 .MODEL DBREAKMOD D (RS = 4.2e-1 TRS1 = 8e-4 TRS2 = 3e-6)  
 .MODEL DPLCAPMOD D (CJO = 1.45e-9 IS = 1e-30 M = 0.82)  
 .MODEL MMEDMOD NMOS (VTO = 3.11 KP = 5 IS = 1e-30 N = 10 TOX = 1 L = 1u W = 1u RG = 1.77)  
 .MODEL MSTROMOD NMOS (VTO = 3.57 KP = 33.5 IS = 1e-30 N = 10 TOX = 1 L = 1u W = 1u)  
 .MODEL MWEAKMOD NMOS (VTO = 2.68 KP = 0.09 IS = 1e-30 N = 10 TOX = 1 L = 1u W = 1u RG = 17.7)  
 .MODEL RBREAKMOD RES (TC1 = 1.05e-3 TC2 = -5e-7)  
 .MODEL RDRAINMOD RES (TC1 = 9.40e-3 TC2 = 2.93e-5)  
 .MODEL RSLCMOD RES (TC1 = 3.5e-3 TC2 = 2.0e-6)  
 .MODEL RSOURCEMOD RES (TC1 = 1e-3 TC2 = 1e-6)  
 .MODEL RVTHRESMOD RES (TC1 = -1.8e-3 TC2 = -8.6e-6)  
 .MODEL RVTEMPMOD RES (TC1 = -3.0e-3 TC2 = 1.5e-7)

.MODEL S1AMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = -6.2 VOFF = -3.1)  
 .MODEL S1BMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = -3.1 VOFF = -6.2)  
 .MODEL S2AMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = -1.0 VOFF = 0.5)  
 .MODEL S2BMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = 0.5 VOFF = -1.0)

.ENDS

NOTE: For further discussion of the PSPICE model, consult **A New PSPICE Sub-Circuit for the Power MOSFET Featuring Global Temperature Options**; IEEE Power Electronics Specialist Conference Records, 1991, written by William J. Hepp and C. Frank Wheatley.



# IRF540N

## SABER Electrical Model

REV 19 July 1999

template IRF540N n2,n1,n3  
electrical n2,n1,n3

```
{
var i iscl
d..model dbodymod = (is = 1.20e-12, cjo = 1.50e-9, tt = 7.47e-8, xti = 5, m = 0.63)
d..model dbreakmod = ()
d..model dplcapmod = (cjo = 1.45e-9, is = 1e-30, m = 0.82)
m..model mmedmod = (type=_n, vto = 3.11, kp = 5, is = 1e-30, tox = 1)
m..model mstrongmod = (type=_n, vto = 3.57, kp = 33.5, is = 1e-30, tox = 1)
m..model mweakmod = (type=_n, vto = 2.68, kp = 0.09, is = 1e-30, tox = 1)
sw_vcsp..model s1amod = (ron = 1e-5, roff = 0.1, von = -6.2, voff = -3.1)
sw_vcsp..model s1bmod = (ron = 1e-5, roff = 0.1, von = -3.1, voff = -6.2)
sw_vcsp..model s2amod = (ron = 1e-5, roff = 0.1, von = -1.0, voff = 0.5)
sw_vcsp..model s2bmod = (ron = 1e-5, roff = 0.1, von = 0.5, voff = -1.0)
```

```
c.ca n12 n8 = 1.95e-9
c.cb n15 n14 = 1.90e-9
c.cin n6 n8 = 1.12e-9
```

```
d.dbody n7 n71 = model=dbodymod
d.dbreak n72 n11 = model=dbreakmod
d.dplcap n10 n5 = model=dplcapmod
```

```
i.it n8 n17 = 1
```

```
l.l drain n2 n5 = 1e-9
l.l gate n1 n9 = 6.19e-9
l.l source n3 n7 = 2.18e-9
```

```
m.mmed n16 n6 n8 n8 = model=mmedmod, l=1u, w=1u
m.mstrong n16 n6 n8 n8 = model=mstrongmod, l=1u, w=1u
m.mweak n16 n21 n8 n8 = model=mweakmod, l=1u, w=1u
```

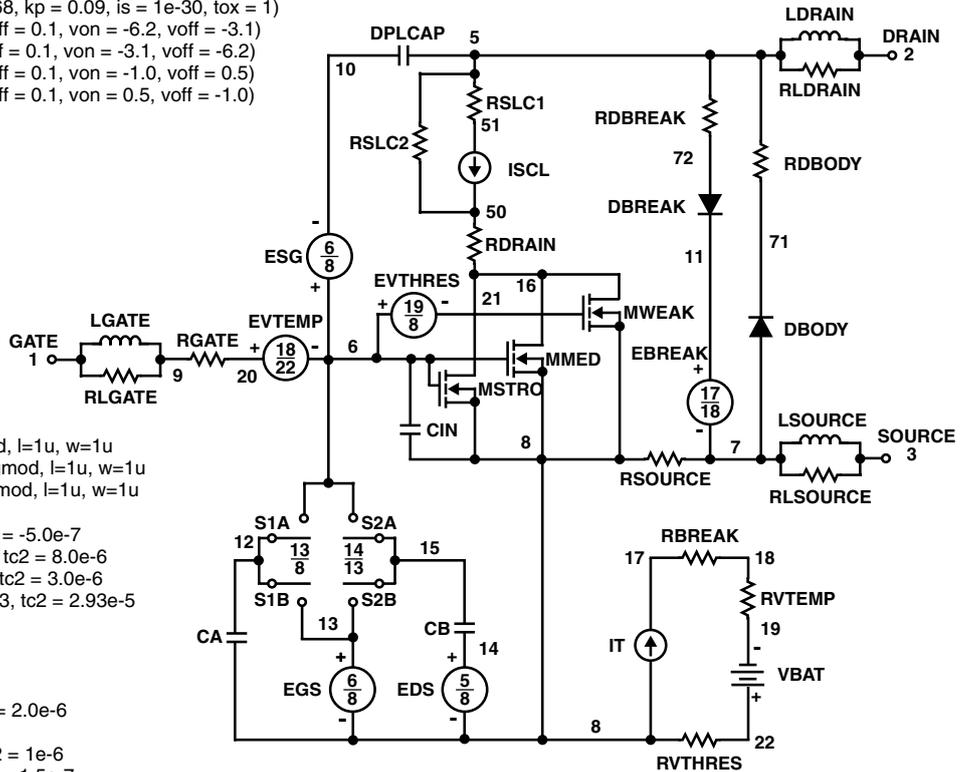
```
res.rbreak n17 n18 = 1, tc1 = 1.05e-3, tc2 = -5.0e-7
res.rbody n71 n5 = 4.2e-3, tc1 = 1.30e-3, tc2 = 8.0e-6
res.rdbreak n72 n5 = 4.2e-1, tc1 = 8.0e-4, tc2 = 3.0e-6
res.rdrain n50 n16 = 2.00e-2, tc1 = 9.40e-3, tc2 = 2.93e-5
res.rgate n9 n20 = 1.77
res.rldrain n2 n5 = 10
res.rlgate n1 n9 = 26
res.rlsource n3 n7 = 11
res.rslc1 n5 n51 = 1e-6, tc1 = 3.5e-3, tc2 = 2.0e-6
res.rslc2 n5 n50 = 1e3
res.rsource n8 n7 = 6.5e-3, tc1 = 1e-3, tc2 = 1e-6
res.rvtemp n18 n19 = 1, tc1 = -3.0e-3, tc2 = 1.5e-7
res.rvthres n22 n8 = 1, tc1 = -1.8e-3, tc2 = -8.6e-6
```

```
spe.ebreak n11 n7 n17 n18 = 112.8
spe.eds n14 n8 n5 n8 = 1
spe.egs n13 n8 n6 n8 = 1
spe.esg n6 n10 n6 n8 = 1
spe.evtemp n20 n6 n18 n22 = 1
spe.evthres n6 n21 n19 n8 = 1
```

```
sw_vcsp.s1a n6 n12 n13 n8 = model=s1amod
sw_vcsp.s1b n13 n12 n13 n8 = model=s1bmod
sw_vcsp.s2a n6 n15 n14 n13 = model=s2amod
sw_vcsp.s2b n13 n15 n14 n13 = model=s2bmod
```

```
v.vbat n22 n19 = dc=1
```

```
equations {
i (n51->n50) +=iscl
iscl: v(n51,n50) = ((v(n5,n51))/(1e-9+abs(v(n5,n51))))*((abs(v(n5,n51))*1e6/71))** 3.5)
}
}
```



# IRF540N

## SPICE Thermal Model

REV 26 July 1999

IRF540NT

CTHERM1 th 6 2.60e-3  
CTHERM2 6 5 8.85e-3  
CTHERM3 5 4 7.60e-3  
CTHERM4 4 3 7.65e-3  
CTHERM5 3 2 1.22e-2  
CTHERM6 2 tl 8.70e-2

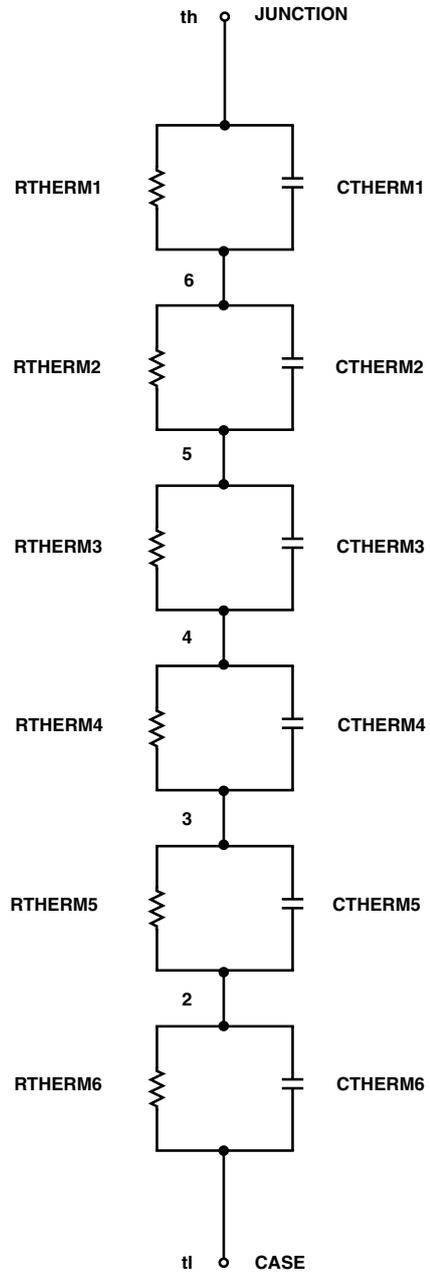
RTHERM1 th 6 9.00e-3  
RTHERM2 6 5 1.80e-2  
RTHERM3 5 4 9.15e-2  
RTHERM4 4 3 2.43e-1  
RTHERM5 3 2 3.10e-1  
RTHERM6 2 tl 3.21e-1

## SABER Thermal Model

SABER thermal model IRF540NT

```
template thermal_model th tl
thermal_c th, tl
{
  ctherm.ctherm1 th 6 = 2.60e-3
  ctherm.ctherm2 6 5 = 8.85e-3
  ctherm.ctherm3 5 4 = 7.60e-3
  ctherm.ctherm4 4 3 = 7.65e-3
  ctherm.ctherm5 3 2 = 1.22e-2
  ctherm.ctherm6 2 tl = 8.70e-2

  rtherm.rtherm1 th 6 = 9.00e-3
  rtherm.rtherm2 6 5 = 1.80e-2
  rtherm.rtherm3 5 4 = 9.15e-2
  rtherm.rtherm4 4 3 = 2.43e-1
  rtherm.rtherm5 3 2 = 3.10e-1
  rtherm.rtherm6 2 tl = 3.21e-1
}
```



## TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	FAST®	OPTOLOGIC™	SMART START™	VCX™
Bottomless™	FASTr™	OPTOPLANAR™	STAR*POWER™	
CoolFET™	FRFET™	PACMAN™	Stealth™	
CROSSVOLT™	GlobalOptoisolator™	POPT™	SuperSOT™-3	
DenseTrench™	GTO™	Power247™	SuperSOT™-6	
DOMETM	HiSeC™	PowerTrench®	SuperSOT™-8	
EcoSPARK™	ISOPLANAR™	QFET™	SyncFET™	
E <sup>2</sup> CMOS™	LittleFET™	QST™	TinyLogic™	
EnSigna™	MicroFET™	QT Optoelectronics™	TruTranslation™	
FACT™	MicroPak™	Quiet Series™	UHC™	
FACT Quiet Series™	MICROWIRE™	SILENT SWITCHER®	UltraFET®	

STAR\*POWER is used under license

## DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

## LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

## PRODUCT STATUS DEFINITIONS

### Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

This datasheet has been download from:

[www.datasheetcatalog.com](http://www.datasheetcatalog.com)

Datasheets for electronics components.

# ANEXO C – FOLHA DE DADOS DO DIODO MBR40250

# MBR40250G, MBR40250TG, MBRF40250TG, MBRB40250TG



ON Semiconductor®

[www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)

## Switch-mode Schottky Power Rectifier 250 V, 40 A

### Features

- 250 V Blocking Voltage
- Low Forward Voltage Drop,  $V_F = 0.86$  V
- Soft Recovery Characteristic,  $T_{RR} < 35$  ns
- Stable Switching Performance Over Temperature
- These Devices are Pb-Free and are RoHS Compliant

### Benefits

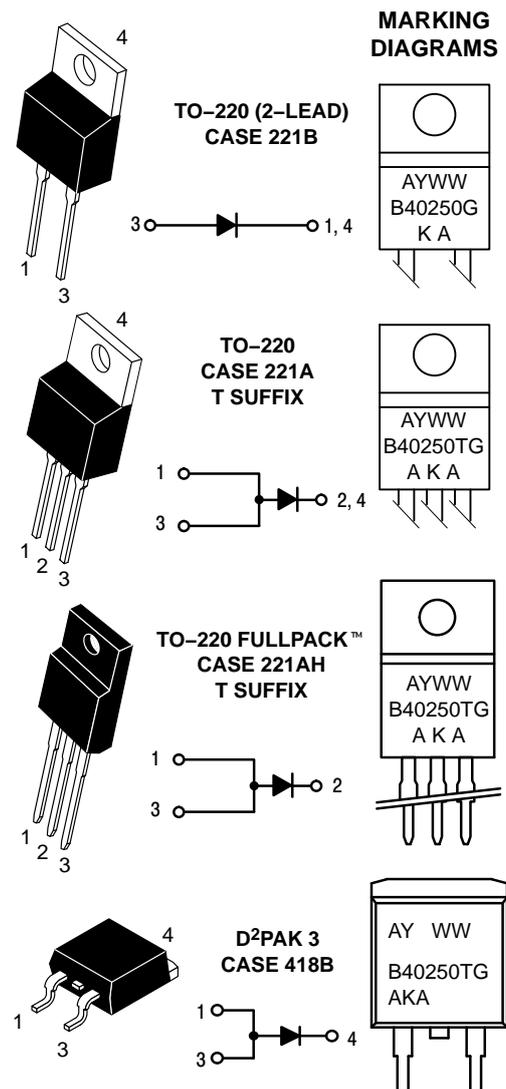
- Reduces or Eliminates Reverse Recovery Oscillations
- Minimizes Need for EMI Filtering
- Reduces Switching Losses
- Improved Efficiency

### Applications

- Power Supply
- Power Management
- Automotive
- Instrumentation

### Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes:  
260°C Max. for 10 Seconds
- Epoxy Meets UL 94 V-0 at 0.125 in



B40250 = Device Code  
T = 3 pins  
A = Assembly Location  
Y = Year  
WW = Work Week  
G = Pb-Free Package  
KA, AKA = Polarity Designator

### ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information on page 4 of this data sheet.

## MBR40250G, MBR40250TG, MBRF40250TG, MBRB40250TG

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	$V_{RRM}$ $V_{RWM}$ $V_R$	250	V
Average Rectified Forward Current (Rated $V_R$ ) $T_C = 82^\circ\text{C}$ MBR40250, MBRB40250T (Rated $V_R$ ) $T_C = 46^\circ\text{C}$ MBRF40250T	$I_{F(AV)}$	40	A
Peak Repetitive Forward Current (Rated $V_R$ , Square Wave, 20 kHz) $T_C = 82^\circ\text{C}$ MBR40250, MBR40250T, MBRB40250T (Rated $V_R$ , Square Wave, 20 kHz) $T_C = 46^\circ\text{C}$ MBRF40250T	$I_{FRM}$	80	A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	$I_{FSM}$	150	A
Storage Temperature	$T_{stg}$	-65 to +175	$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	$T_J$	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Voltage Rate of Change (Rated $V_R$ )	$dv/dt$	10,000	V/ $\mu\text{s}$

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

### THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Maximum Thermal Resistance Junction-to-Case MBR40250(T) and MBRB40250T MBRF40250	$R_{\theta JC}$	2.0 3.0	$^\circ\text{C/W}$
Junction-to-Ambient MBR40250(T) MBRF40250 MBRB40250T	$R_{\theta JA}$	60 50 50	

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) $I_F = 20\text{ A}$ , $T_C = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 20\text{ A}$ , $T_C = 125^\circ\text{C}$ $I_F = 40\text{ A}$ , $T_C = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 40\text{ A}$ , $T_C = 125^\circ\text{C}$	$V_F$	0.86 0.71 0.97 0.86	V
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1) Rated DC Voltage, $T_C = 25^\circ\text{C}$ Rated DC Voltage, $T_C = 125^\circ\text{C}$	$I_R$	0.25 30	mA
Maximum Reverse Recovery Time $I_F = 1.0\text{ A}$ , $di/dt = 50\text{ A}/\mu\text{s}$ , $T_C = 25^\circ\text{C}$	$t_{rr}$	35	ns

### DYNAMIC CHARACTERISTICS

Capacitance $V_R = -5.0\text{ V}$ , $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Frequency = 1.0 MHz	$C_T$	500	pF
---	-------	-----	----

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

1. Pulse Test: Pulse Width = 300  $\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .

# MBR40250G, MBR40250TG, MBRF40250TG, MBRB40250TG

## TYPICAL CHARACTERISTICS

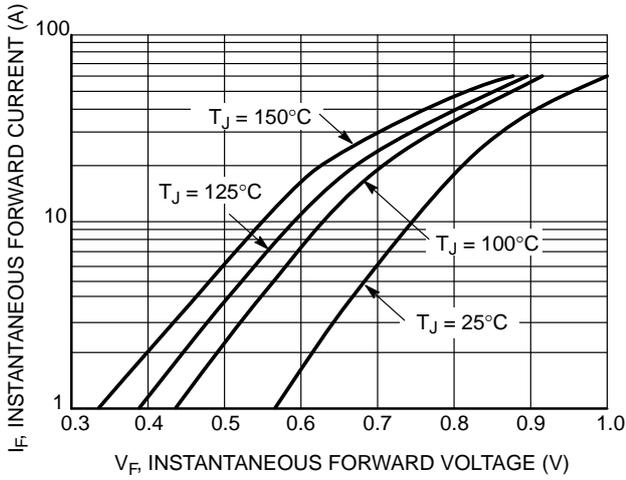


Figure 1. Typical Forward Voltage

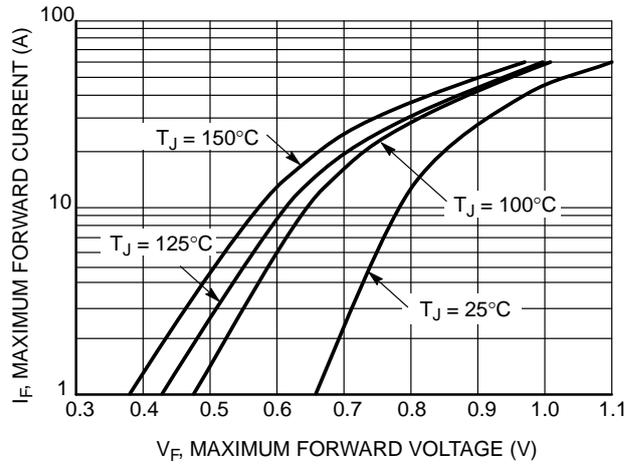


Figure 2. Maximum Forward Voltage

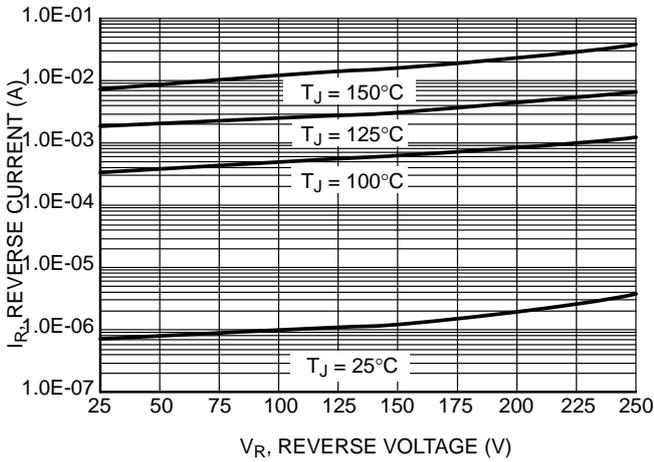


Figure 3. Typical Reverse Current

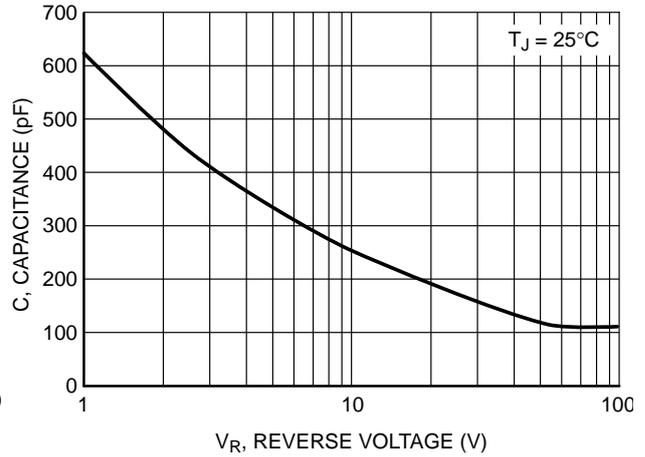


Figure 4. Typical Capacitance

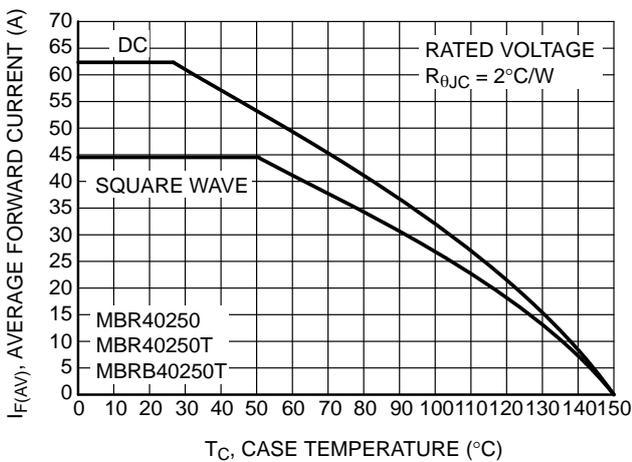


Figure 5. Current Derating (Case) for MBR40250, MBR40250T and MBRB40250T

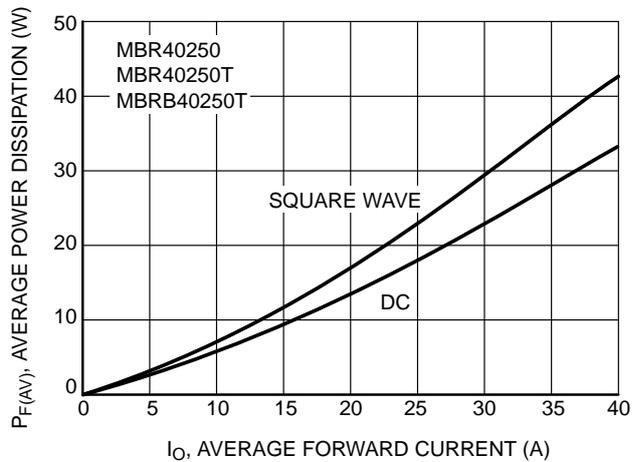


Figure 6. Forward Power Dissipation for MBR40250, MBR40250T and MBRB40250T

# MBR40250G, MBR40250TG, MBRF40250TG, MBRB40250TG

## TYPICAL CHARACTERISTICS

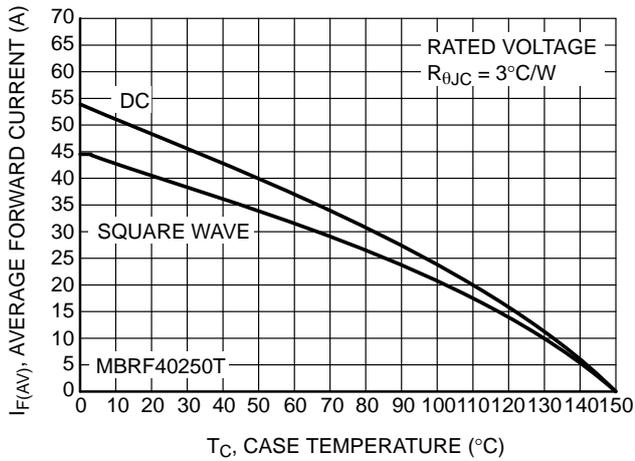


Figure 7. Current Derating (Case) for MBRF40250T

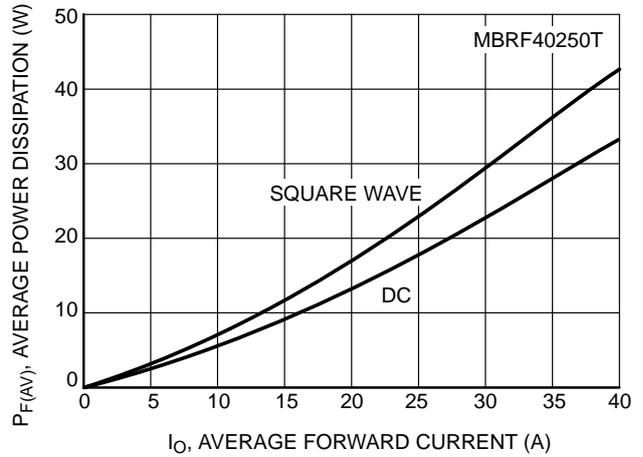


Figure 8. Forward Power Dissipation for MBRF40250T

### ORDERING INFORMATION

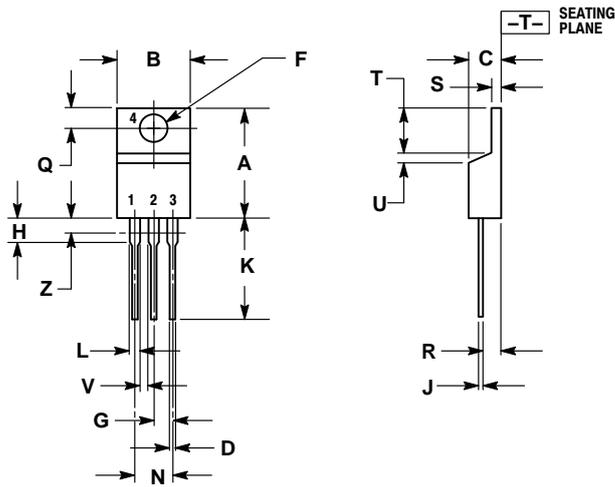
Device	Package	Shipping†
MBR40250G	TO-220 (2-LEAD) (Pb-Free)	50 Units / Rail
MBR40250TG	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MBRF40250TG	TO-220 FULLPACK (Pb-Free)	50 Units / Rail
MBRB40250TG	D <sup>2</sup> PAK 3 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MBRB40250TT4G	D <sup>2</sup> PAK 3 (Pb-Free)	800 Units / Tape & Reel

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

# MBR40250G, MBR40250TG, MBRF40250TG, MBRB40250TG

## PACKAGE DIMENSIONS

### TO-220 CASE 221A-09 ISSUE AH

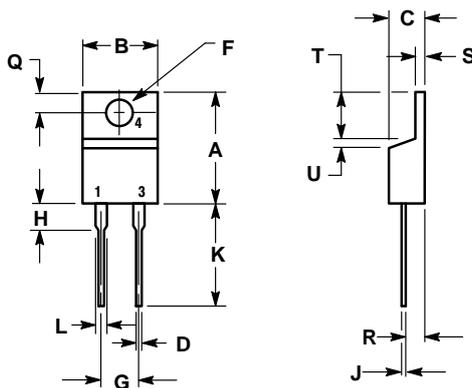


- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. DIMENSION Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.380	0.415	9.66	10.53
C	0.160	0.190	4.07	4.83
D	0.025	0.038	0.64	0.96
F	0.142	0.161	3.61	4.09
G	0.095	0.105	2.42	2.66
H	0.110	0.161	2.80	4.10
J	0.014	0.024	0.36	0.61
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.000	0.050	0.00	1.27
V	0.045	---	1.15	---
Z	---	0.080	---	2.04

- STYLE 6:
1. ANODE
  2. CATHODE
  3. ANODE
  4. CATHODE

### TO-220, 2-LEAD CASE 221B-04 ISSUE F



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

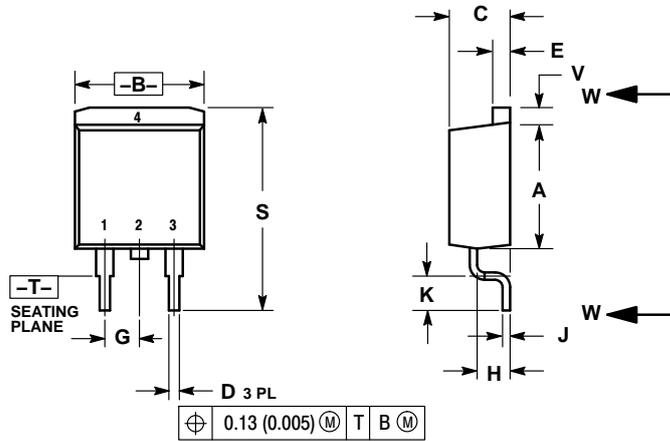
DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.595	0.620	15.11	15.75
B	0.380	0.405	9.65	10.29
C	0.160	0.190	4.06	4.82
D	0.025	0.039	0.64	1.00
F	0.142	0.161	3.61	4.09
G	0.190	0.210	4.83	5.33
H	0.110	0.130	2.79	3.30
J	0.014	0.025	0.36	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.14	1.52
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.14	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.48
U	0.000	0.050	0.000	1.27

- STYLE 1:
1. CATHODE
  2. N/A
  3. ANODE
  4. CATHODE

# MBR40250G, MBR40250TG, MBRF40250TG, MBRB40250TG

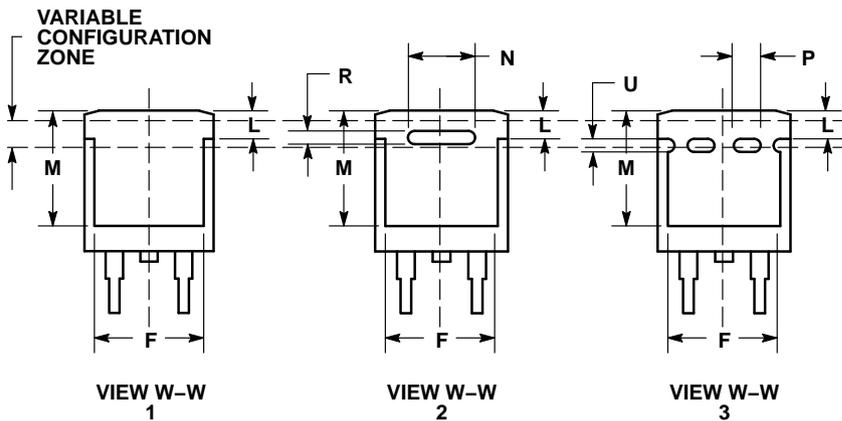
## PACKAGE DIMENSIONS

**D<sup>2</sup>PAK 3**  
CASE 418B-04  
ISSUE K



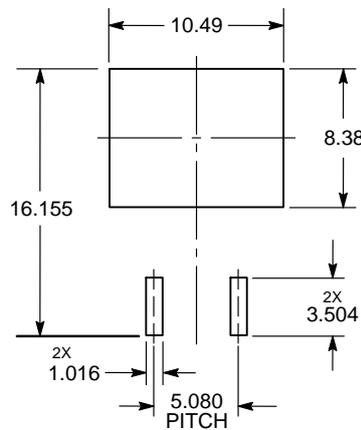
- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. 418B-01 THRU 418B-03 OBSOLETE, NEW STANDARD 418B-04.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.340	0.380	8.64	9.65
B	0.380	0.405	9.65	10.29
C	0.160	0.190	4.06	4.83
D	0.020	0.035	0.51	0.89
E	0.045	0.055	1.14	1.40
F	0.310	0.350	7.87	8.89
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.080	0.110	2.03	2.79
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.090	0.110	2.29	2.79
L	0.052	0.072	1.32	1.83
M	0.280	0.320	7.11	8.13
N	0.197 REF		5.00 REF	
P	0.079 REF		2.00 REF	
R	0.039 REF		0.99 REF	
S	0.575	0.625	14.60	15.88
V	0.045	0.055	1.14	1.40



- STYLE 3:  
PIN 1. ANODE  
2. CATHODE  
3. ANODE  
4. CATHODE

## SOLDERING FOOTPRINT\*



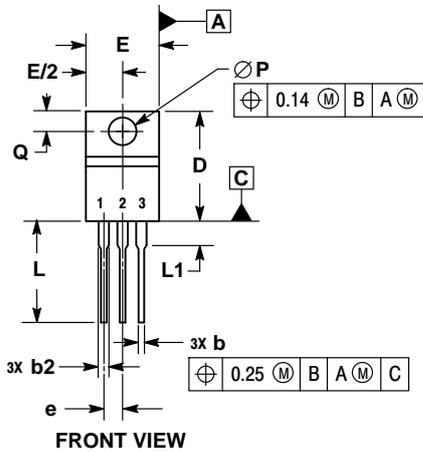
DIMENSIONS: MILLIMETERS

\*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

# MBR40250G, MBR40250TG, MBRF40250TG, MBRB40250TG

## PACKAGE DIMENSIONS

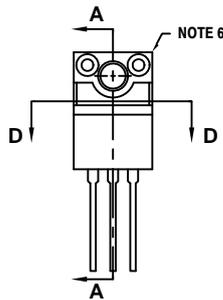
### TO-220 FULLPAK, 3-LEAD CASE 221AH ISSUE F



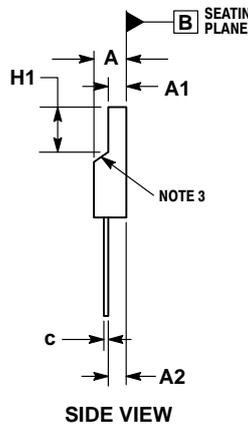
FRONT VIEW



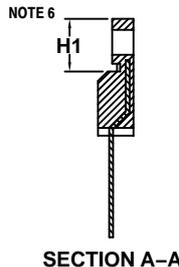
SECTION D-D



ALTERNATE CONSTRUCTION



SIDE VIEW



SECTION A-A

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M, 1994.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS.
3. CONTOUR UNCONTROLLED IN THIS AREA.
4. DIMENSIONS D AND E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH AND GATE PROTRUSIONS. MOLD FLASH AND GATE PROTRUSIONS NOT TO EXCEED 0.13 PER SIDE. THESE DIMENSIONS ARE TO BE MEASURED AT OUTERMOST EXTREME OF THE PLASTIC BODY.
5. DIMENSION b2 DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. LEAD WIDTH INCLUDING PROTRUSION SHALL NOT EXCEED 2.00.
6. CONTOURS AND FEATURES OF THE MOLDED PACKAGE BODY MAY VARY WITHIN THE ENVELOPE DEFINED BY DIMENSIONS A1 AND H1 FOR MANUFACTURING PURPOSES.

DIM	MILLIMETERS	
	MIN	MAX
A	4.30	4.70
A1	2.50	2.90
A2	2.50	2.90
b	0.54	0.84
b2	1.10	1.40
c	0.49	0.79
D	14.70	15.30
E	9.70	10.30
e	2.54 BSC	
H1	6.60	7.10
L	12.50	14.73
L1	---	2.80
P	3.00	3.40
Q	2.80	3.20

STYLE 3:

1. ANODE
2. CATHODE
3. ANODE

FULLPAK is a trademark of Semiconductor Components Industries, LLC.

ON Semiconductor and the  are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC) or its subsidiaries in the United States and/or other countries. SCILLC owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of SCILLC's product/patent coverage may be accessed at [www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marketing.pdf](http://www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marketing.pdf). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

### PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA  
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
Email: [orderlit@onsemi.com](mailto:orderlit@onsemi.com)

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free  
USA/Canada

Europe, Middle East and Africa Technical Support:  
Phone: 421 33 790 2910

Japan Customer Focus Center  
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)

Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local  
Sales Representative