



Universidade Federal  
de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

AILTON DO EGITO DUTRA

# **MICRO INVERSOR FOTOVOLTAICO BUCK-BOOST COM ELIMINAÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM**

Campina Grande, Paraíba  
Agosto de 2017

AILTON DO EGITO DUTRA

# **MICRO INVERSOR FOTOVOLTAICO BUCK-BOOST COM ELIMINAÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à  
Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica  
da Universidade Federal de Campina Grande  
como parte dos requisitos necessários para a  
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no  
Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração : Processamento de Energia

Orientador: Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino

Campina Grande, Paraíba

Agosto de 2017

AILTON DO EGITO DUTRA

# MICRO INVERSOR FOTOVOLTAICO BUCK-BOOST COM ELIMINAÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à  
Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica  
da Universidade Federal de Campina Grande  
como parte dos requisitos necessários para a  
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no  
Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração : Processamento de Energia

Aprovado em:     /     /

---

**Professor Avaliador**  
Avaliador

---

**Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino**  
Orientador, UFCG

Campina Grande, Paraíba  
Agosto de 2017

*Este trabalho é dedicado a meus pais, José Ailton e Margareth,  
e também a minha esposa, Guáira.*

# AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Pai Celestial pela força e inspirações concedidas ao longo de toda a graduação como também durante a execução deste trabalho.

Agradeço a meus pais, José Ailton e Margareth, por não medirem esforços e tempo em me dar uma boa educação, amor e investirem em meu futuro profissional.

Agradeço a minha esposa, Guaíra, que foi minha companheira durante os momentos finais de minha graduação, ajudando-me a enxergar o potencial dentro de mim.

Agradeço ao corpo docente do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande pelos conhecimentos passados ao longo de toda minha graduação. Em especial, agradeço ao meu orientador deste trabalho, Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino, pela inesgotável ajuda dada como também por não ter medido esforços para auxiliar-me na elaboração deste trabalho. Também, um agradecimento especial ao Prof. Dr. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa pelas oportunidades de Iniciação Científica e Estágio conferidas ao longo de minha graduação, que foram essenciais para minha inserção nos assuntos relacionados a Sistemas Fotovoltaicos.

Agradeço a todos os colegas de curso que, junto comigo ao longo desses anos, tornaram a caminhada pela graduação mais leve. Em especial aos colegas: Aislan Galdino, Alequine Lima, Alyne Gregório, André Sousa, Andrea Andrade, Andrei Pimentel, Arthur Andrade, Arthur Araújo, Danilo Teruya, Diego Bueno, Helem Monyelle, Ingrid Almeida, Laryssa Mirelly, Laysa Uchôa, Luis Souto Maior, Murilo Brito, Nathan Sarmiento, Nayara Aguiar, Nayara Ingrid, Reiron Lopes, Ruan Gomes, Thiago Leite e Túlio Araújo. A vocês, profunda gratidão.

Agradeço também aos servidores da Universidade Federal de Campina Grande por terem contribuído direta e indiretamente para a elaboração deste trabalho. Em especial, a Wellington por ter me ajudado em várias ocasiões durante a produção deste trabalho.

*“O que sabemos é uma gota;  
o que ignoramos é um oceano.”  
(Isaac Newton)*

# RESUMO

A busca pelo uso de energias renováveis como fontes alternativas tem se tornado uma tendência em vários países do mundo, principalmente naqueles em que há forte dependência das energias fósseis. A tecnologia de sistemas fotovoltaicos, juntamente com os sistemas eólicos, tem sido alvo de estudos visando o seu aperfeiçoamento. O custo dos painéis fotovoltaicos tem diminuído consideravelmente ao longo dos anos, contudo, o preço dos inversores não tem acompanhado o mesmo ritmo. Tendo isso em vista, torna-se um importante objeto de estudo o desenvolvimento dos inversores utilizados em sistemas fotovoltaicos, de modo a torná-los cada vez mais eficientes e baratos. O presente trabalho tem como objetivo o estudo e o projeto de um micro inversor fotovoltaico Buck-Boost para conexão de painéis solares com a rede elétrica de distribuição. É apresentado todo o desenvolvimento teórico necessário para entender a operação do inversor em questão, como também resultados experimentais de simulação por *software* e de montagem do inversor em laboratório.

**Palavras-chave:** energias renováveis, sistemas fotovoltaicos, inversor.

# ABSTRACT

The search for the use of renewable fuels as alternative sources has become a tendency in several countries of the world, specially in those that have strong dependence on fossil fuels. Photovoltaic systems technology, as wind power systems, has been target of research with the purpose of its improvement. Solar panels cost has been decreasing considerably over the years, although, inverters cost have not followed the same rhythm. In light of this, it turns that the development of solar inverters becomes an important object of study, in order to make them more efficient and cheaper. The present work has as intention studying and designing an Buck-Boost photovoltaic micro inverter for grid connection. It is presented all theoretical development needed in order to understand the operation of the inverter in question, and experimental results of software simulation and the mounting of the inverter in laboratory.

**Keywords:** renewable sources, photovoltaic systems, inverter.

# LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Célula fotovoltaica . . . . .	20
Figura 2 – Circuito equivalente da célula fotovoltaica . . . . .	21
Figura 3 – Curva I x V da célula fotovoltaica . . . . .	22
Figura 4 – Curva P x V da célula fotovoltaica . . . . .	23
Figura 5 – Associação em série de células fotovoltaicas . . . . .	24
Figura 6 – Associação em paralelo de células fotovoltaicas . . . . .	25
Figura 7 – Curva I x V da célula fotovoltaica com variação da irradiância incidente	26
Figura 8 – Curva I x V da célula fotovoltaica com variação da temperatura . . . .	27
Figura 9 – Curva I x V do módulo fotovoltaico . . . . .	28
Figura 10 – Fator de forma do módulo fotovoltaico . . . . .	29
Figura 11 – Curva I x V do módulo fotovoltaico sob efeito da variação da irradiação incidente . . . . .	30
Figura 12 – Curva I x V do módulo fotovoltaico sob efeito da variação da temperatura	31
Figura 13 – Associação em série de módulos fotovoltaicos . . . . .	32
Figura 14 – Associação em paralelo de módulos fotovoltaicos . . . . .	33
Figura 15 – Curva V x I para um arranjo de 4 módulos em série com efeito de sombreamento . . . . .	34
Figura 16 – (a) Inversor de um estágio; (b) Inversor de dois estágios . . . . .	36
Figura 17 – Inversor monofásico chaveado com filtro . . . . .	37
Figura 18 – Tensão e corrente no inversor monofásico chaveado com filtro . . . . .	38
Figura 19 – Conversor ponte completa com apenas uma perna . . . . .	38
Figura 20 – Modulação por Largura de Pulso . . . . .	39
Figura 21 – Inversor de meia ponte . . . . .	41
Figura 22 – Inversor de ponte completa . . . . .	41
Figura 23 – PWM com chaveamento bipolar . . . . .	42
Figura 24 – PWM com chaveamento unipolar . . . . .	44
Figura 25 – Conversor CC-CC Buck-Boost . . . . .	45
Figura 26 – Estágios de operação do conversor Buck-Boost . . . . .	46
Figura 27 – Formas de onda do conversor Buck-Boost no modo de condução des- contínua . . . . .	48
Figura 28 – Corrente crítica do conversor Buck-Boost . . . . .	49
Figura 29 – Formas de onda do conversor Buck-Boost . . . . .	50
Figura 30 – Inversor proposto conectado à rede . . . . .	52
Figura 31 – Inversor proposto isolado da rede . . . . .	52

Figura 32 – Inversor Buck-Boost no modo 1 com a chave $S_1$ ligada e a chave $S_4$ desligada . . . . .	53
Figura 33 – Inversor Buck-Boost no modo 1 com a chave $S_1$ desligada e a chave $S_4$ ligada . . . . .	54
Figura 34 – Inversor Buck-Boost no modo 2 com a chave $S_2$ ligada e a chave $S_3$ desligada . . . . .	55
Figura 35 – Inversor Buck-Boost no modo 2 com a chave $S_2$ desligada e a chave $S_3$ ligada . . . . .	55
Figura 36 – Formas de onda do inversor proposto nos modos de operação 1 e 2 . . . . .	56
Figura 37 – Arranjo típico de um sistema fotovoltaico conectado à rede com eliminação da tensão de modo comum . . . . .	58
Figura 38 – Inversor Buck-Boost proposto no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	63
Figura 39 – Circuito gerador de PWM para as chaves do inversor no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	64
Figura 40 – Lógica implementada na saída do gerador de PWM para as chaves do inversor no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	65
Figura 41 – Saídas do gerador de PWM para as chaves do inversor no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	65
Figura 42 – Tensão de saída do inversor proposto no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	66
Figura 43 – <i>Zoom</i> no pico da tensão de saída do inversor proposto no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	66
Figura 44 – Frequência da tensão de saída do inversor proposto no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	67
Figura 45 – Distorção harmônica total da tensão de saída do inversor proposto no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	67
Figura 46 – Correntes nos indutores 1 e 2 do inversor proposto no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	68
Figura 47 – <i>Zoom</i> no pico da corrente no indutor 1 do inversor proposto no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	68
Figura 48 – <i>Zoom</i> no pico da corrente no indutor 2 do inversor proposto no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	69
Figura 49 – Tensão no capacitor 1 do inversor proposto no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	69
Figura 50 – <i>Zoom</i> no pico da tensão no capacitor 1 do inversor proposto no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	69
Figura 51 – Potência de saída do inversor proposto no ambiente <i>PowerSim</i> . . . . .	70
Figura 52 – Protótipo do inversor proposto confeccionado em laboratório . . . . .	73
Figura 53 – Tensão de saída do inversor montado em laboratório . . . . .	74
Figura 54 – Tensão de saída e corrente no indutor $L_1$ do inversor montado em laboratório . . . . .	74
Figura 55 – Tensão de saída, corrente no indutor $L_1$ e tensão no capacitor $C_1$ do inversor montado em laboratório . . . . .	75

# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC-CA	Corrente Contínua - Corrente Alternada]
CC-CC	Corrente Contínua - Corrente Contínua
<i>CSI</i>	<i>Current Source Inverter</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
SFCR	Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede
<i>STC</i>	<i>Standard Test Conditions</i>
<i>VSI</i>	<i>Voltage Source Inverter</i>

# LISTA DE SÍMBOLOS

$A$	<i>Ampère</i>
$A$	Área da seção reta
$A_v^{(1)}$	Ganho de tensão do inversor no modo 1 de operação
$A_v^{(2)}$	Ganho de tensão do inversor no modo 2 de operação
$C$	Capacitor
$C_{in}$	Capacitor de entrada
$C_1$	Capacitor 1
$C_{1min}^{(1)}$	Capacitor 1 mínimo no modo 1 de operação
$C_{1min}^{(2)}$	Capacitor 1 mínimo no modo 2 de operação
$C_2$	Capacitor 2
$C_{2min}$	Capacitor 2 mínimo
$D$	Diodo
$D$	Ciclo de trabalho
$D_{máx}$	Ciclo de trabalho máximo
$D_n$	Coefficiente de difusão de elétrons
$D_p$	Coefficiente de difusão de lacunas
FF	Fator de Forma
$f_s$	Frequência de chaveamento
$f_1$	Frequência da modulante
$G$	Radiação solar incidente
$Hz$	<i>Hertz</i>
$I_{CC}$	Corrente de curto-circuito do módulo fotovoltaico nas condições-padrão de teste
$I_{CCSTC}$	Corrente de curto-circuito nas condições-padrão de teste

$I_L$	Corrente fotogerada
$I_L$	Corrente no indutor
$I_{L_{\min}}$	Corrente mínima no indutor
$I_{L_{\text{pico}}}$	Corrente de pico no indutor
$\Delta I_L$	Variação de corrente no indutor
$I_{MP}$	Corrente de máxima potência
$I_{mpp}$	Corrente de pico
$I_o$	Corrente de saída
$I_{o_{\text{crít}}}$	Corrente de saída crítica
$I_{o_{\text{máx}}}$	Corrente de saída máxima
$I_{out}$	Corrente de saída
$I_S$	Corrente na chave
$I_1^{(1)}$	Corrente no indutor 1 no modo 1 de operação
$I_{1_{\text{máx}}}^{(1)}$	Corrente máxima no indutor 1 no modo 1 de operação
$I_1^{(2)}$	Corrente no indutor 1 no modo 2 de operação
$I_{1_{\text{máx}}}^{(2)}$	Corrente máxima no indutor 1 no modo 2 de operação
$I_2^{(1)}$	Corrente no indutor 2 no modo 1 de operação
$I_{2_{\text{máx}}}^{(1)}$	Corrente máxima no indutor 2 no modo 1 de operação
$I_2^{(2)}$	Corrente no indutor 2 no modo 2 de operação
$I_{2_{\text{máx}}}^{(2)}$	Corrente máxima no indutor 2 no modo 2 de operação
$\Delta i_1$	<i>Ripple</i> da corrente no indutor 1
$\Delta i_2$	<i>Ripple</i> da corrente no indutor 2
$k$	Constante de <i>Boltzmann</i>
$L$	Indutor
$L_g$	Indutor da rede
$L_p$	Comprimento de difusão de lacuna

$L_n$	Comprimento de difusão de elétron
$L_1$	Indutor 1
$L_2$	Indutor 2
$m$	Metro
$m_a$	Taxa de amplitude de modulação
$m_f$	Taxa de frequência de modulação
$mm$	Milímetro
$N_a$	Concentração dos dopantes tipo p
$N_d$	Concentração dos dopantes tipo n
$n_i$	Concentração de portadores intrínsecos no material
$P$	Potência
$P_{máx}$	Potência máxima
$P_{MP}$	Ponto de máxima potência
$P_o$	Potência de entrada
$q$	Carga do elétron
$R$	Resistor
$R_p$	Resistor em paralelo
$R_s$	Resistor em série
$S$	Chave
$T$	Temperatura
$t_{off}$	Período em que a chave está desligada
$t_{on}$	Período em que a chave está ligada
$T_s$	Período de chaveamento
$V$	<i>Volt</i>
$V_{ca}$	Tensão de circuito-aberto
$V_{ca_{STC}}$	Tensão de circuito aberto nas condições-padrão de teste

$v_{cm}$	Tensão de modo comum
$V_{controle}$	Pico da tensão modulante
$V_{DS}$	Tensão <i>Drain-to-Source</i> no MOSFET
$V_{grid}$	Tensão da rede
$V_{gs}$	Tensão <i>Gate-to-Source</i> no MOSFET
$V_{in}$	Tensão de entrada
$V_L$	Tensão no indutor
$V_m$	Tensão de pico
$V_{MP}$	Tensão de máxima potência
$V_{mpp}$	Tensão de pico
$V_o$	Tensão de saída
$V_{out}$	Tensão de saída
$V_{o1}$	Pico da componente de frequência fundamental da tensão de saída
$V_S$	Tensão na chave
$V_{tri}$	Pico da tensão triangular
$V_1^{(1)}$	Tensão no capacitor 1 no modo 1 de operação
$V_1^{(2)}$	Tensão no capacitor 1 no modo 2 de operação
$V_{1m\acute{a}x}^{(2)}$	Tensão máxima no capacitor 1 no modo 2 de operação
$V_2^{(1)}$	Tensão no capacitor 2 no modo 1 de operação
$V_2^{(2)}$	Tensão no capacitor 2 no modo 2 de operação
$\Delta v_{in}$	<i>Ripple</i> da tensão de entrada
$\Delta v_1$	<i>Ripple</i> da tensão no capacitor 1
$\Delta v_2$	<i>Ripple</i> da tensão no capacitor 2
$W$	<i>Watt</i>
$Wp$	<i>Watt-pico</i>
%	Porcento

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>18</b>
<b>1.1</b>	<b>Motivação</b>	<b>18</b>
<b>1.2</b>	<b>Objetivos</b>	<b>19</b>
<b>2</b>	<b>SISTEMAS FOTOVOLTAICOS</b>	<b>20</b>
<b>2.1</b>	<b>Células Fotovoltaicas</b>	<b>20</b>
2.1.1	Características Elétricas	20
2.1.1.1	Curva $I \times V$	20
2.1.1.2	Parâmetros Elétricos	22
2.1.1.3	Associação de Células Fotovoltaicas	24
2.1.1.4	Parâmetros externos que afetam as características elétricas das células	25
<b>2.2</b>	<b>Módulos Fotovoltaicos</b>	<b>27</b>
2.2.1	Características Construtivas	27
2.2.2	Características Elétricas	28
2.2.2.1	Parâmetros externos que afetam as características elétricas dos módulos	30
2.2.3	Associação de Módulos Fotovoltaicos	31
2.2.4	Efeito do Sombreamento	32
<b>3</b>	<b>INVERSORES</b>	<b>35</b>
<b>3.1</b>	<b>Princípio de funcionamento dos inversores</b>	<b>37</b>
3.1.1	Conceitos Básicos sobre Inversores Chaveados	37
3.1.2	Modulação por Largura de Pulso ( <i>Pulse Width Modulation</i> )	38
3.1.3	Inversores Monofásicos	40
3.1.3.1	Inversor de Meia Ponte	40
3.1.3.2	Inversor de Ponte Completa	41
3.1.3.3	PWM com Chaveamento Bipolar	42
3.1.3.4	PWM com Chaveamento Unipolar	43
<b>4</b>	<b>CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST</b>	<b>45</b>
<b>4.1</b>	<b>Modo de Condução Contínua</b>	<b>45</b>
<b>4.2</b>	<b>Modo de Condução Descontínua</b>	<b>47</b>
<b>4.3</b>	<b>Indutância Crítica</b>	<b>49</b>
<b>4.4</b>	<b>Dimensionamento dos Elementos Reativos</b>	<b>50</b>
<b>5</b>	<b>INVERSOR FOTOVOLTAICO BUCK-BOOST MONOFÁSICO PRO- POSTO</b>	<b>52</b>

<b>5.1</b>	<b>Princípio de funcionamento</b> . . . . .	<b>52</b>
<b>5.2</b>	<b>Modo-1 de operação</b> . . . . .	<b>53</b>
<b>5.3</b>	<b>Modo-2 de operação</b> . . . . .	<b>54</b>
<b>5.4</b>	<b>Ganho C.A. Combinado do Inversor</b> . . . . .	<b>57</b>
<b>5.5</b>	<b>Tensão de Modo Comum</b> . . . . .	<b>57</b>
<b>5.6</b>	<b>Continuidade dos Estados na Passagem pelo Zero</b> . . . . .	<b>58</b>
<b>5.7</b>	<b>Dimensionamento do Inversor</b> . . . . .	<b>59</b>
5.7.1	Dimensionamento dos Indutores . . . . .	59
5.7.2	Dimensionamento dos Capacitores . . . . .	59
5.7.3	Dimensionamento do Capacitor na Entrada e do Indutor da Rede . . . . .	60
<b>6</b>	<b>RESULTADOS</b> . . . . .	<b>61</b>
<b>6.1</b>	<b>Dimensionamento dos Componentes</b> . . . . .	<b>61</b>
<b>6.2</b>	<b>Simulação para o Inversor Isolado da Rede</b> . . . . .	<b>63</b>
<b>6.3</b>	<b>Resultados Experimentais</b> . . . . .	<b>70</b>
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO</b> . . . . .	<b>76</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>77</b>

# 1 INTRODUÇÃO

O uso da energia solar como fonte alternativa tem se tornado uma tendência mundial, servindo como complemento das matrizes energéticas de diversos países e, também, auxiliando na redução do uso de energias fósseis. Apesar do sol ser uma fonte inesgotável de energia, alguns fatores como, por exemplo, a baixa eficiência dos painéis, ainda é um empecilho para o crescimento mais acelerado da tecnologia.

Os módulos fotovoltaicos produzem tensão contínua que precisa ser convertida em alternada de modo a ser injetada na rede. Para isso, utilizam-se inversores que, além da conversão, devem garantir um rendimento aceitável, isto é, transferir o máximo de potência possível do painel para a rede.

Para este trabalho, escolheu-se uma topologia derivada do conversor CC-CC Buck-Boost. O inversor proposto possui dois modos de operação (um para o semi-ciclo positivo da tensão de saída e outro para o semi-ciclo negativo da saída), opera com quatro chaves, três capacitores (sendo um de entrada) e dois indutores. O inversor garante, a partir de seu circuito de controle, máxima potência de saída, não sendo necessário, portanto, um conversor CC-CC entre o painel solar e o inversor em questão.

O estudo e projeto de inversores para aplicações fotovoltaicas constitui um importante fator a fim de aumentar a eficiência do sistema fotovoltaico bem como, possivelmente, reduzir custos.

## 1.1 Motivação

Apesar da alta disponibilidade de energia cedida pelo sol, a baixa eficiência dos painéis fotovoltaicos ainda constitui um empecilho à competitividade econômica frente às tradicionais tecnologias de geração de energia elétrica. Dito isto, torna-se essencial o estudo e aperfeiçoamento dos sistemas fotovoltaicos de modo a assegurar a inserção dos mesmos na matriz energética brasileira e de outros países.

Um dos componentes essenciais dos sistemas fotovoltaicos são os inversores. Esses são responsáveis por transferir a potência gerada nos painéis à rede de distribuição. Também são os responsáveis por converter a tensão contínua produzida nos terminais do painel para tensão alternada de modo que possa ser injetada na rede. Deseja-se que o máximo de transferência de potência seja realizada, ou em outras palavras, que a eficiência do inversor seja a maior possível.

Visto isso, fica evidente que o estudo e desenvolvimento dos inversores consti-

tui um importante fator na evolução dos sistemas fotovoltaicos de modo a torná-los economicamente competitivos.

## 1.2 Objetivos

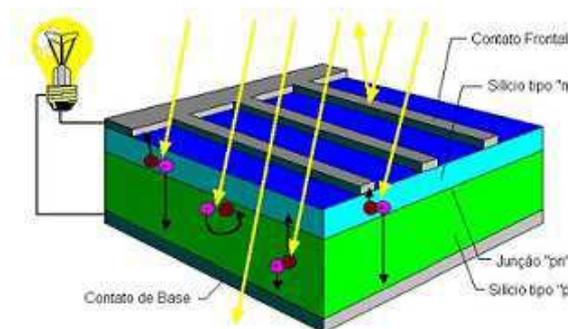
O trabalho tem como objetivo o estudo e projeto de um micro inversor Buck-Boost Monofásico para conexão de um painel solar com a rede elétrica de distribuição, garantindo-se uma eficiência aceitável e eliminação da tensão de modo comum. Visa-se, portanto, aprofundar o conhecimento nessa área que é de extrema importância para o avanço da tecnologia no Brasil.

## 2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

### 2.1 Células Fotovoltaicas

As células fotovoltaicas são as responsáveis pelo chamado *efeito fotovoltaico*, ou seja, pela conversão da energia luminosa em energia elétrica. São constituídas de material semicondutor, geralmente silício, ao qual são adicionadas substâncias dopantes, criando-se um meio condutor de corrente elétrica. Desse modo, ao incidir luz solar na célula, o campo elétrico gerado pela junção P-N é capaz de transportar elétrons que fluem da camada P para a N, gerando uma corrente elétrica e, conseqüentemente, potência. (PINHO, 2014) Uma representação ilustrativa da célula pode ser vista na Figura 1.

Figura 1 – Célula fotovoltaica



Fonte: CRESESB

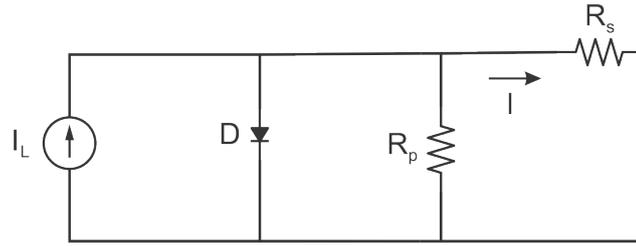
Alguns fatores que limitam a eficiência das células são: 1) reflexão na superfície frontal; 2) sombra proporcionada pela área de malha metálica na face frontal; 3) baixa probabilidade de coleta, pela junção *pn*, dos portadores de carga gerados fora da zona de carga espacial; 4) recombinação dos portadores, isto é, o "reencontro" dos elétrons e lacunas em impurezas e defeitos do material e 5) resistência elétrica no dispositivo e nos contatos metal-semicondutor, bem como possíveis caminhos de fuga da corrente elétrica (resistência em paralelo). (PINHO, 2014)

#### 2.1.1 Características Elétricas

##### 2.1.1.1 Curva $I \times V$

O circuito elétrico representativo da célula fotovoltaica pode ser visto na Figura 2. O diodo,  $D$ , representa a junção *pn* no escuro e  $R_s$  e  $R_p$  representam as resistências em série e paralelo.

Figura 2 – Circuito equivalente da célula fotovoltaica



Fonte: o próprio autor

A corrente elétrica em uma célula fotovoltaica é soma da corrente produzida pela junção *pn* no escuro com a corrente gerada pelos fótons absorvidos da radiação solar incidente. Para análise do comportamento da célula, utiliza-se a curva  $I \times V$  que relaciona a tensão na célula com a corrente produzida, a partir da equação:

$$I = I_L - I_0 \left[ \exp\left(\frac{qV}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (2.1)$$

Onde:

 $I_L$ - corrente fotogerada (A); $I_0$  - corrente de saturação reversa do diodo (A); $n$  - fator de idealidade do diodo, número adimensional geralmente entre 1 e 2; $q$ - carga do elétron ( $1,6 \times 10^{-19}$  C); $k$  - constante de Boltzmann ( $1,38 \times 10^{-23}$  J/K); $T$  - temperatura absoluta (K).A corrente de saturação  $I_0$  pode ser calculada a partir da equação:

$$I_0 = q \cdot A \cdot n_i^2 \left( \frac{D_p}{L_p \times N_d} + \frac{D_n}{L_n \times N_a} \right) \quad (2.2)$$

Onde:

 $I_0$  - corrente de saturação reversa do diodo (A); $A$  - área da seção reta da junção (área da célula); $n_i$  - concentração de portadores intrínsecos no material; $N_d$ ,  $N_a$  - concentração dos dopantes tipo *n* e tipo *p*, respectivamente; $D_p$ ,  $D_n$  - coeficientes de difusão de lacunas e elétrons, respectivamente, no material; $L_p$ ,  $L_n$  - comprimentos de difusão de lacunas e de elétrons;

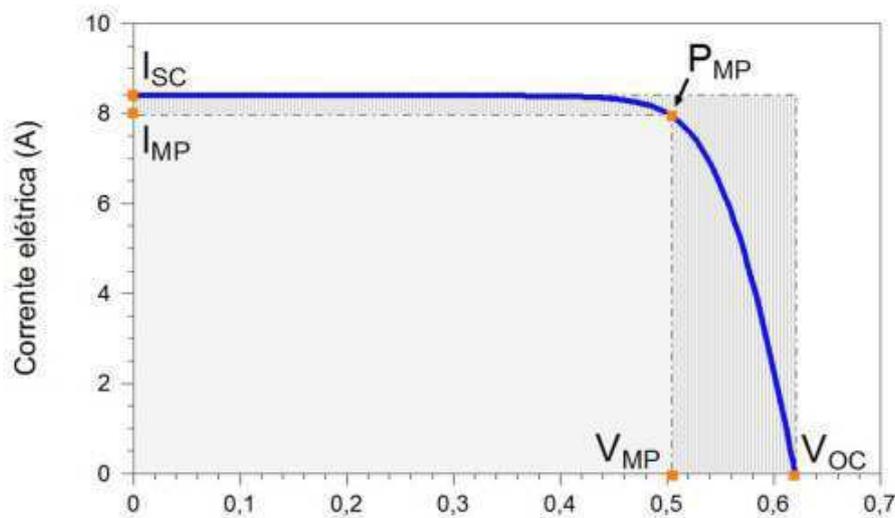
$q$  - carga do elétron ( $1,6 \times 10^{-19}$  C);

Considerando as resistência em série,  $R_s$ , e a em paralelo,  $R_p$ , do modelo do circuito da célula apresentada, a equação 2.1 fica:

$$I = I_L - I_0 \left[ \exp\left(\frac{q(V + IR_s)}{nkT}\right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2.3)$$

A curva  $I \times V$  que representa o comportamento da célula pode ser vista na Figura 3.

Figura 3 – Curva  $I \times V$  da célula fotovoltaica



Fonte: PINHO (2014)

Para a construção da curva  $I \times V$ , a célula é submetida a condições-padrão (STC): irradiância de  $1000 \text{ W/m}^2$ , espectro solar AM1,5 e temperatura da célula de  $25^\circ\text{C}$ . (PINHO, 2014) Percebe-se que existe um ponto de máxima potência produzida pela célula,  $P_{MP}$ , em que  $V_{MP}$  e  $I_{MP}$  são, respectivamente, a tensão e corrente nesse ponto.

#### 2.1.1.2 Parâmetros Elétricos

Na curva  $I \times V$  são expressos alguns parâmetros importantes como: tensão de circuito aberto, corrente de curto-circuito, fator de forma e eficiência. Cada um deles estão explicados a seguir.

- Tensão de circuito aberto ( $V_{ca}$ ): é a tensão nos terminais da célula quando não há corrente circulando pela mesma. É a maior tensão que uma célula pode produzir e depende da corrente de saturação do diodo ( $I_o$ ), da corrente fotogerada ( $I_L$ ) e da temperatura de acordo com a equação abaixo:

$$V_{ca} = \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_L}{I_o} + 1\right) \quad (2.4)$$

- Corrente de curto-circuito ( $I_{cc}$ ): é a máxima corrente produzida pela célula quando a tensão em seus terminais é zero.
- Fator de forma ( $FF$ ): é a razão entre a máxima potência produzida pela célula com o produto da corrente de curto-circuito e a tensão de circuito aberto.

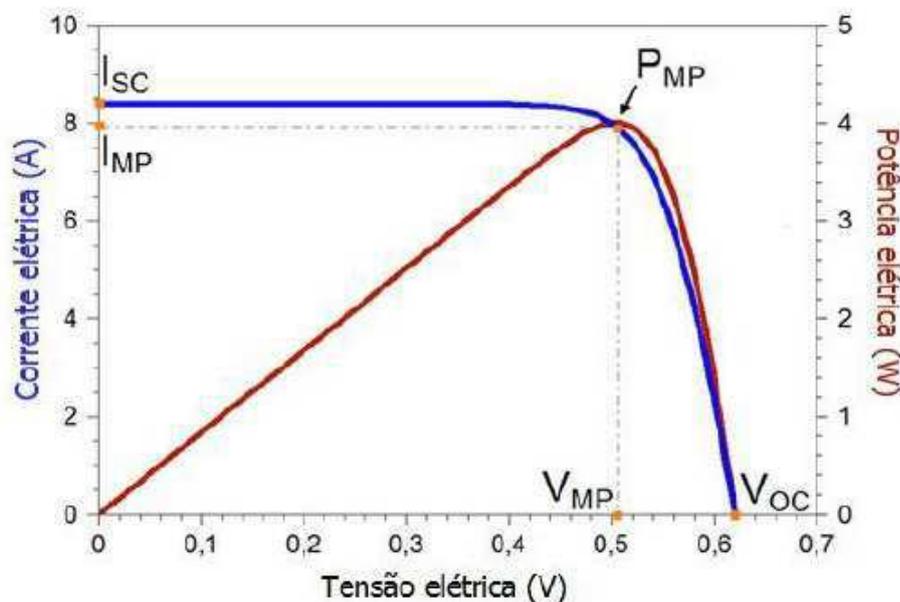
$$FF = \frac{V_{MP} I_{MP}}{V_{ca} I_{cc}} \quad (2.5)$$

- Eficiência ( $\eta$ ): define quão efetiva é a conversão da energia luminosa incidente em energia elétrica pela célula. Pode ser escrita como a razão entre a potência elétrica produzida pela célula e a potência solar incidente, como descrito na expressão abaixo.

$$\eta = \frac{V_{ca} \times I_{cc} \times FF}{AG} \times 100\% = \frac{P_{MP}}{AG} \times 100\% \quad (2.6)$$

onde  $A$  ( $m^2$ ) é a área da célula e  $G$  ( $W/m^2$ ) é a irradiação solar incidente. A unidade de potência da célula é o  $W_p$  (*watt-pico*). A partir dos dados da curva  $I \times V$  pode-se construir a curva  $P \times V$  que está representada pela cor vermelha na Figura 4.

Figura 4 – Curva  $P \times V$  da célula fotovoltaica



Fonte: PINHO (2014)

### 2.1.1.3 Associação de Células Fotovoltaicas

As células podem ser ligadas em série ou paralelo de modo a atingir-se a tensão e corrente desejadas.

Na conexão em série o terminal negativo da célula é ligado ao terminal positivo da seguinte e assim sucessivamente. Para dispositivos idênticos sob o mesmo valor de irradiância, a tensão total da saída é a soma de cada tensão individual, ou seja:

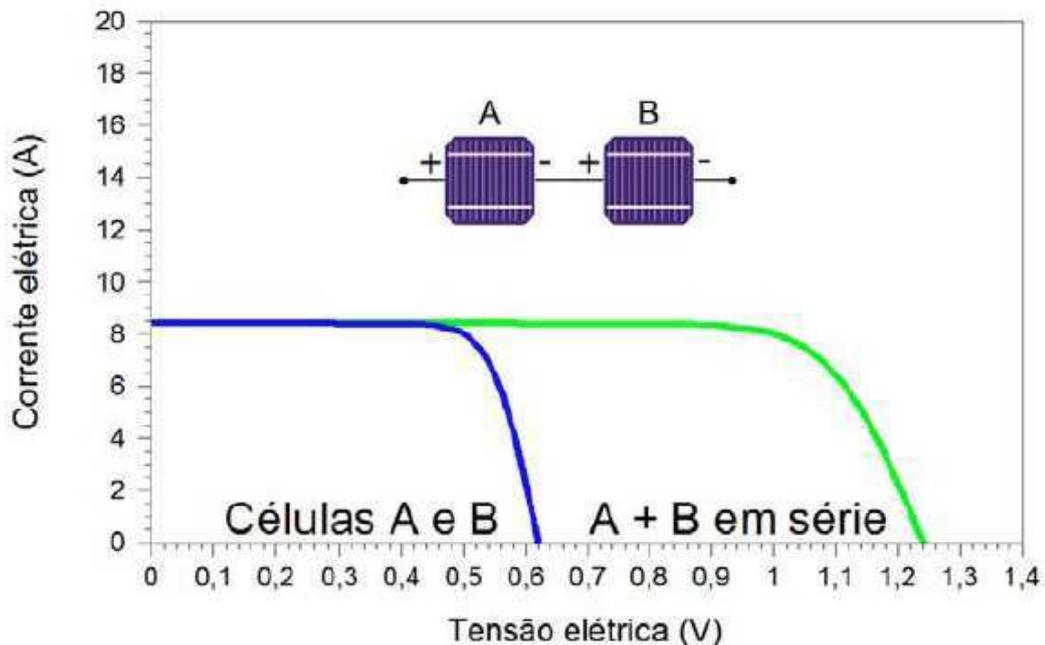
$$V = V_1 + V_2 + \dots + V_n \quad (2.7)$$

E, para as condições citadas anteriormente, a corrente na saída será igual a corrente que percorre cada um dos módulos:

$$I = I_1 = I_2 = \dots = I_n \quad (2.8)$$

Um esquema representativo da associação em série de células fotovoltaicas pode ser visto na Figura 5.

Figura 5 – Associação em série de células fotovoltaicas



Fonte: PINHO (2014)

Já na associação em paralelo, os terminais positivos de cada célula são ligados entre si assim como os negativos. O resultado disso é que as tensões de saída total é igual a

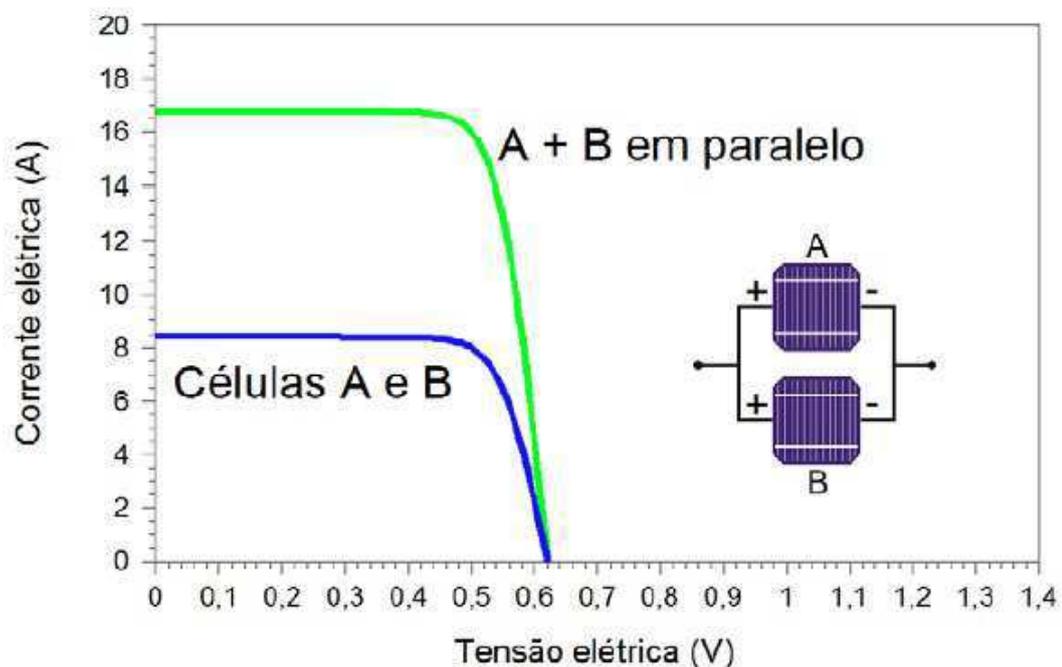
tensão em cada módulo e a corrente de saída total é a soma das corrente de cada módulo, ficando:

$$V = V_1 = V_2 = \dots = V_n \quad (2.9)$$

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n \quad (2.10)$$

Um esquema representativo da associação em série de células fotovoltaicas pode ser visto na Figura 6.

Figura 6 – Associação em paralelo de células fotovoltaicas



Fonte: PINHO (2014)

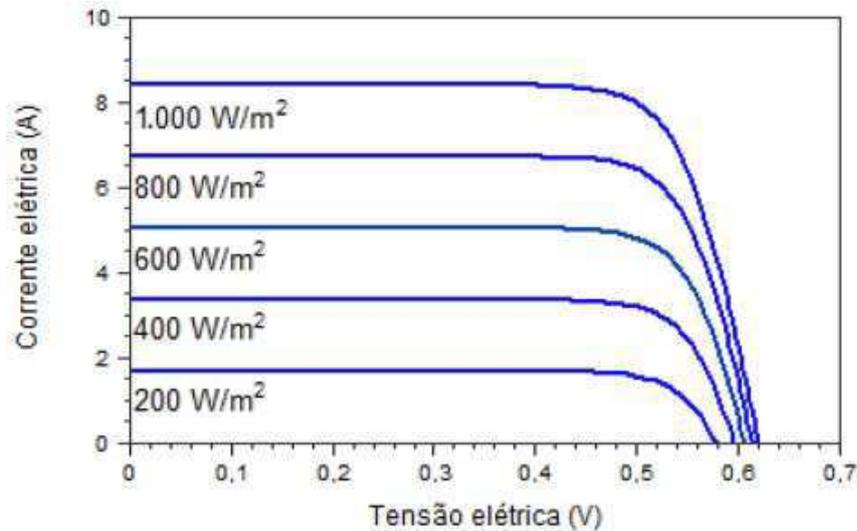
#### 2.1.1.4 Parâmetros externos que afetam as características elétricas das células

Os dois principais fatores que afetam o desempenho das células são a irradiância incidente e a temperatura. Para elaboração das características elétricas desses dispositivos, em laboratórios, são utilizados valores de  $1000 \text{ W/m}^2$  e  $25^\circ\text{C}$ . Obviamente, em condições reais, os valores desses parâmetros são bem diferentes. Por exemplo, para altos valores de irradiância incidente, a resistência em série ( $R_s$ ) torna-se um fator que reduz a eficiência da célula. Por outro lado, quando incidem baixos valores de irradiância, há redução maior ainda da potência elétrica gerada.

### A influência da irradiância

A Figura 7 mostra o comportamento da curva  $I \times V$  da célula para temperatura de 25° e variação dos valores de irradiância incidente.

Figura 7 – Curva  $I \times V$  da célula fotovoltaica com variação da irradiância incidente



Fonte: PINHO (2014)

A corrente cresce linearmente com a irradiação incidente enquanto que a tensão de circuito aberto ( $V_{ca}$ ) aumenta de forma logarítmica, mantida a mesma temperatura. A corrente de curto-circuito pode ser calculada a partir da corrente de curto-circuito nas STC (*Standard Test Conditions*) e da irradiância sobre o módulo:

$$I_{SC} = I_{SC_{STC}} \times \frac{G}{1000} \quad (2.11)$$

Onde:

$I_{SC}$  - corrente de curto-circuito do módulo para irradiância  $G$  e uma temperatura de 25°C (A);

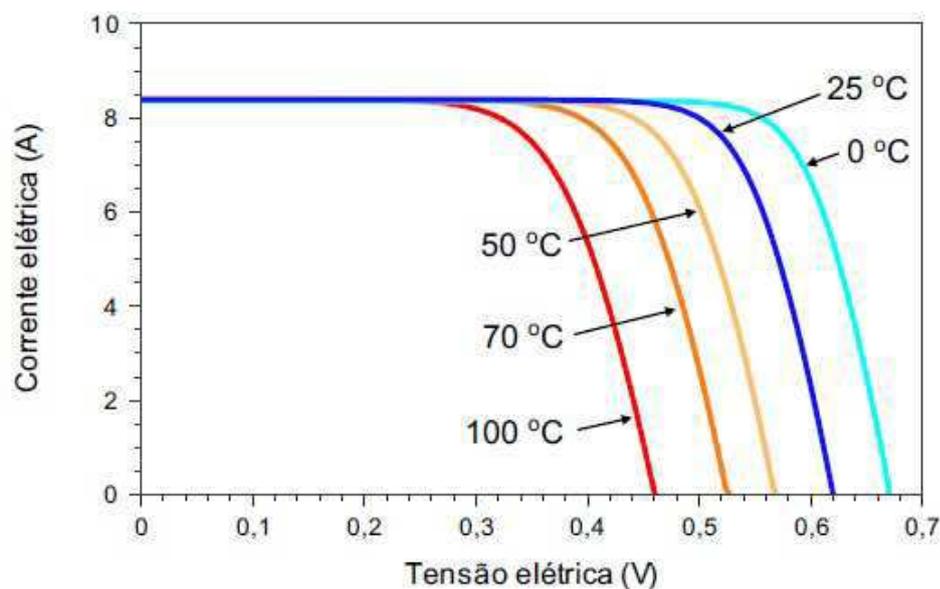
$I_{SC_{STC}}$  - corrente de curto-circuito do módulo nas STC (A);

$G$  - irradiância incidente sobre o módulo ( $W/m^2$ );

### A influência da temperatura

A Figura 8 mostra o comportamento da curva  $I \times V$  da célula para um aumento da temperatura com irradiância incidente constante em  $1000 W/m^2$ . O aumento da temperatura reduz a eficiência da célula, isso porque a tensão diminui significativamente enquanto que a corrente sofre uma elevação quase desprezível.

Figura 8 – Curva I x V da célula fotovoltaica com variação da temperatura



Fonte: PINHO (2014)

## 2.2 Módulos Fotovoltaicos

Um módulo fotovoltaico consiste em um conjunto de células fotovoltaicas conectadas em arranjos de modo a produzir tensão e corrente necessárias para utilização prática.

As células fotovoltaicas produzem um valor de tensão muito baixa, na ordem de 0,5V a 0,8V, para células de Silício. (PINHO, 2014) Assim, para se obter os níveis desejados de tensão e corrente é necessário conectá-las em série e/ou paralelo.

### 2.2.1 Características Construtivas

O módulo fotovoltaico é o componente básico do sistema, podendo ser associado em série e/ou paralelo com outros módulos de modo a obter-se a tensão e corrente desejadas para determinada operação. Alguns exemplos são: módulos com tensão nominal de 12V, com 36 células em série, são utilizados para carregar baterias, podendo ser associados em série para sistemas de 24V ou 48V em corrente contínua; para carregar baterias de chumbo-ácido de 12V é necessário uma tensão mínima na ordem de 14V requerendo ao painel produzir 16V; para sistemas conectados à rede ou para bombeamento de água são necessários níveis de tensão bastante variados, sendo então, necessário, a associação em série de diversos módulos. (PINHO, 2014)

Existem módulos rígidos e flexíveis, dependendo do tipo de célula utilizada. Os módulos rígidos geralmente utilizam como base mecânica uma ou mais lâminas de vidro temperado, com baixo teor de ferro. Podem ainda ser emoldurados com perfis de alumínio,

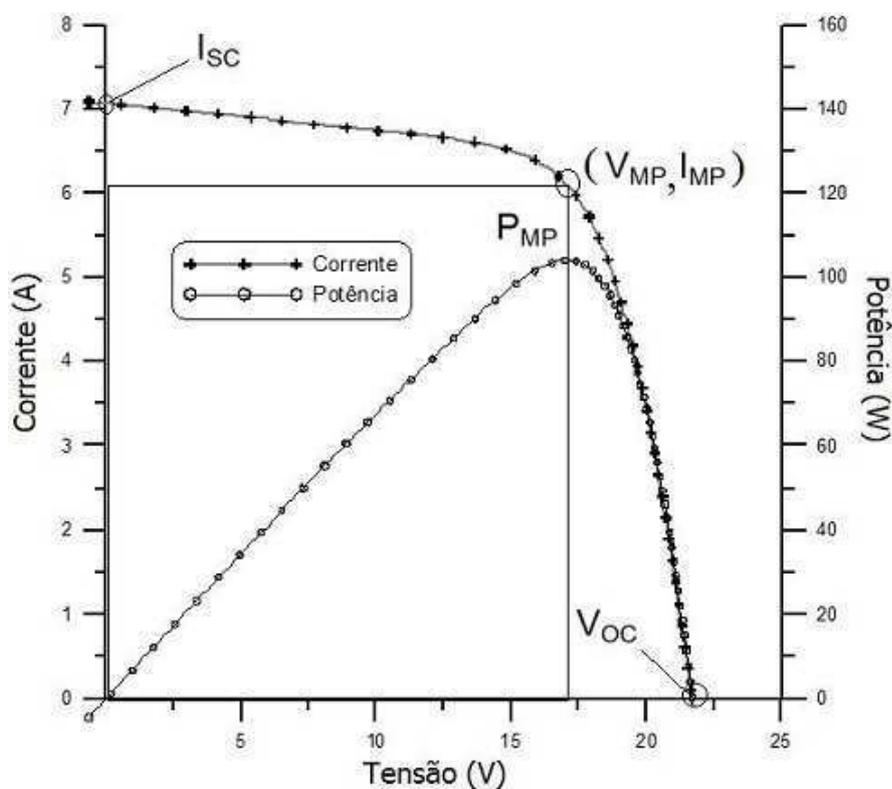
para facilitar sua instalação em um painel, ou sem moldura, para sua utilização como parte de uma construção ou como revestimento. (PINHO, 2014)

### 2.2.2 Características Elétricas

O módulo fotovoltaico é identificado pela sua potência de pico ( $W_p$ ) que é medida em condições padrão (STC): irradiância incidente no valor de  $1000 W/m^2$  e temperatura de  $25^\circ C$ . Como visto anteriormente para a célula, a irradiância e a temperatura são os dois principais fatores que afetam a quantidade de potência gerada pelo módulo.

Quando submetido à luz do sol, a tensão produzida no módulo desconectado é a tensão de circuito aberto ( $V_{ca}$ ) e, ao conectarmos os terminais do módulo a um amperímetro, é possível medir a corrente de curto-circuito ( $I_{cc}$ ). Assim como a célula, a curva  $I \times V$  fornece o comportamento do módulo para as condições-padrão de ensaio. Uma típica curva  $I \times V$  do módulo pode ser vista na Figura 9.

Figura 9 – Curva  $I \times V$  do módulo fotovoltaico

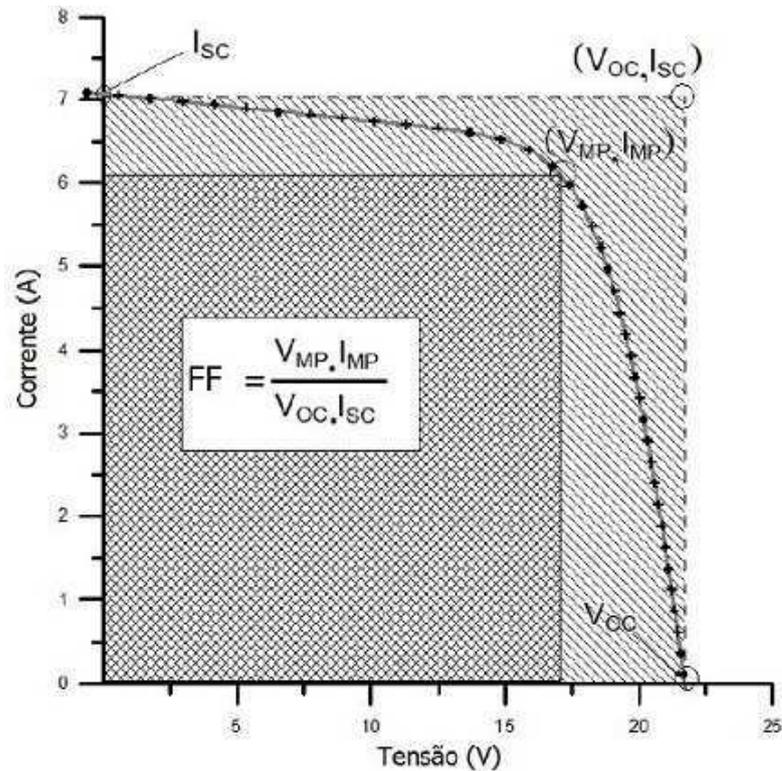


Fonte: PINHO (2014)

Cada produto corrente-tensão representa a potência gerada pelo módulo. Vê-se, pelo gráfico, que existe um ponto de máxima produção de potência, denominado  $P_{MP}$ , que é o produto da corrente  $I_{MP}$  pela tensão  $V_{MP}$ .

Assim como mostrado anteriormente para a célula, o fator de forma,  $FF$ , expressa o quanto sua curva característica  $I \times V$  se aproxima de um retângulo. Quanto mais retangular for a curva, melhor é a qualidade do módulo. (PINHO, 2014) A Figura 10 representa o conceito apresentado.

Figura 10 – Fator de forma do módulo fotovoltaico



Fonte: PINHO (2014)

Do mesmo modo que para as células, pode-se obter o fator de forma pela seguinte expressão:

$$FF = \frac{V_{MP} I_{MP}}{V_{ca} I_{cc}} \quad (2.12)$$

Semelhantemente, a eficiência dos módulos pode ser calculada a partir da seguinte expressão:

$$\eta = \frac{V_{ca} \times I_{cc} \times FF}{A \cdot G} \times 100\% = \frac{P_{MP}}{A_M \times G} \times 100\% \quad (2.13)$$

onde  $A_M$  ( $m^2$ ) é a área do módulo e  $G$  ( $W/m^2$ ) é a irradiação solar incidente.

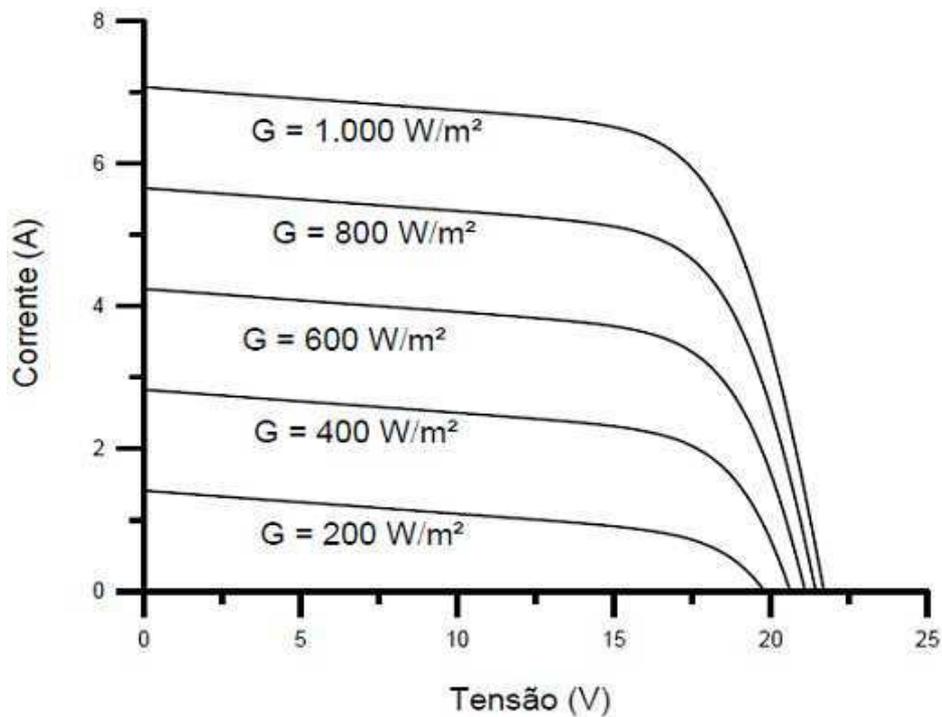
### 2.2.2.1 Parâmetros externos que afetam as características elétricas dos módulos

Assim como apresentado para as células, os dois principais fatores que limitam a eficiência dos módulos são a irradiância incidente e a temperatura.

#### Efeito da irradiância sobre os módulos

A corrente elétrica gerada aumenta com a irradiância como pode ser visto na Figura 11.

Figura 11 – Curva I x V do módulo fotovoltaico sob efeito da variação da irradiação incidente



Fonte: PINHO (2014)

#### Efeito da temperatura sobre os módulos

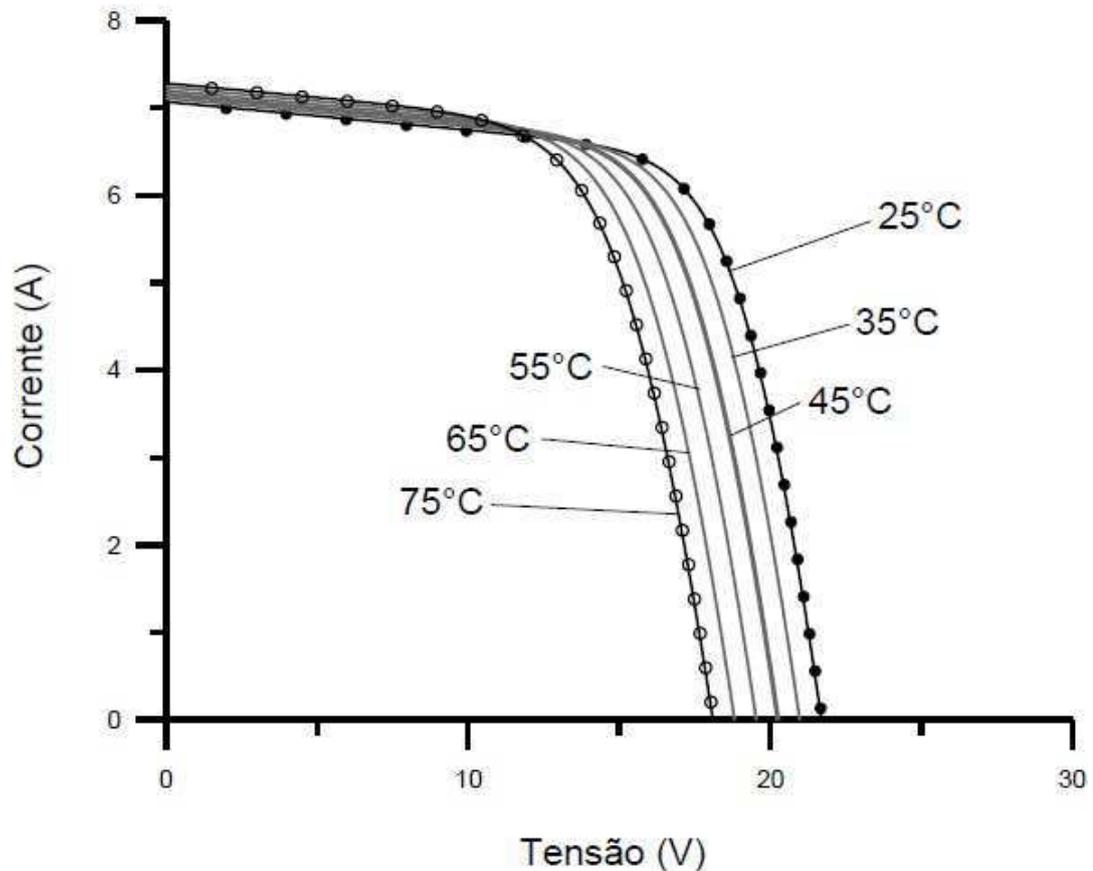
O aumento da temperatura sobre o módulo acarreta na diminuição da tensão enquanto que a corrente sofre uma elevação mínima. Desse modo, a potência gerada diminui. Esse efeito pode ser visto na Figura 12.

Para se calcular o efeito da temperatura na tensão de saída dos módulos, utiliza-se a expressão abaixo:

$$V_{ca}(T) = V_{ca_{stc}} \times (1 + \beta \times (T - 25)) \quad (2.14)$$

Onde:

Figura 12 – Curva I x V do módulo fotovoltaico sob efeito da variação da temperatura



Fonte: PINHO (2014)

$V_{ca}(T)$  - tensão de circuito aberto do módulo na temperatura  $T$  (V);

$V_{ca_{stc}}$  - tensão de circuito aberto nas condições-padrão de irradiância e temperatura (V);

$\beta$  - coeficiente de variação da tensão de circuito aberto com a temperatura ( $\%/^{\circ}\text{C}$ );

$T$  - temperatura considerada de operação dos módulos ( $^{\circ}\text{C}$ ).

### 2.2.3 Associação de Módulos Fotovoltaicos

Os módulos, assim como as células, podem ser associados em série e/ou paralelo de modo a obter-se, na saída, o par tensão-corrente desejado.

A conexão em série é feita ligando-se o terminal positivo de um módulo no terminal negativo do outro e assim sucessivamente. De maneira análoga ao já apresentado sobre as células, a tensão arranjo é dada pela soma das tensões de cada módulo individualmente:

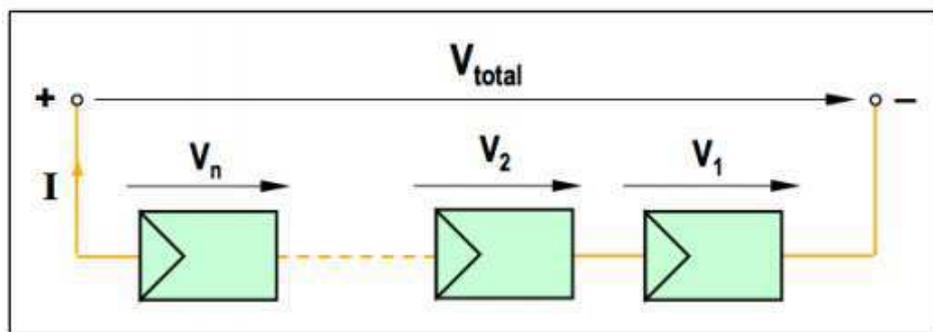
$$V = V_1 + V_2 + \dots + V_n \quad (2.15)$$

Caso os módulos sejam iguais e o par temperatura-irradiância seja o mesmo para todos, a corrente terminal da associação em série é igual a corrente que percorre cada um dos módulos:

$$I = I_1 = I_2 = \dots = I_n \quad (2.16)$$

Na Figura 13, pode-se ver um esquema que representa a conexão em série dos módulos.

Figura 13 – Associação em série de módulos fotovoltaicos



Fonte: CARNEIRO (2010)

A conexão em paralelo é feita ligando-se o terminal positivo de um módulo com o terminal positivo do outro e o terminal negativo de um módulo com o terminal negativo do outro, e assim sucessivamente. Para este caso, a tensão terminal do arranjo é igual a tensão dos módulos isoladamente:

$$V = V_1 = V_2 = \dots = V_n \quad (2.17)$$

Já a corrente terminal do arranjo é a soma das correntes individuais de cada módulo:

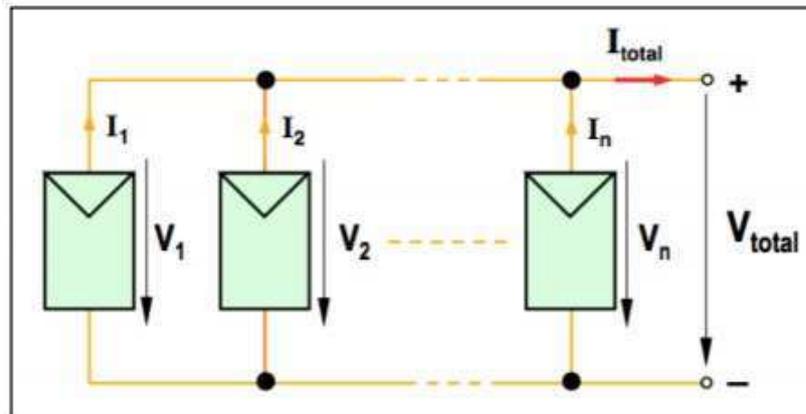
$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n \quad (2.18)$$

Na Figura 14, pode-se ver um esquema que representa a conexão em paralelo dos módulos.

## 2.2.4 Efeito do Sombreamento

Numa associação de módulos iguais em série, a corrente que percorre o arranjo é a mesma. Entretanto, caso algum dos módulos seja atingido por um sombreamento, o nível de irradiação incidente diminui e, conseqüentemente, a corrente produzida pelo

Figura 14 – Associação em paralelo de módulos fotovoltaicos



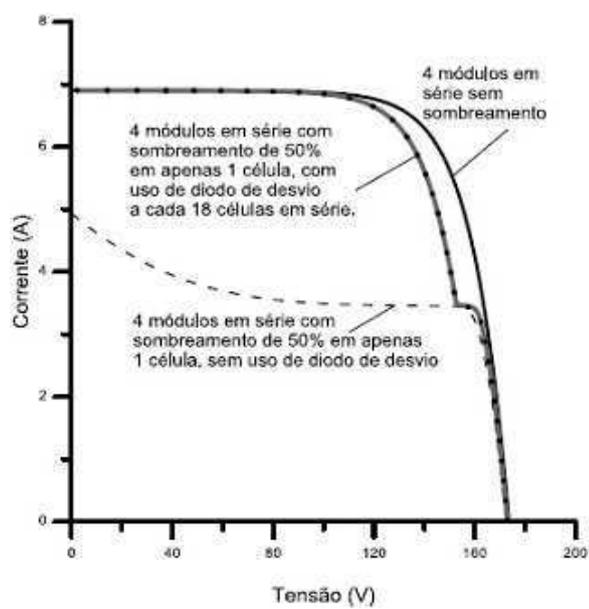
Fonte: CARNEIRO (2010)

módulo diminui, sendo o efeito propagado para o arranjo como um todo. A diminuição da irradiação incidente pode acontecer, ainda, devido a outros fatores como, por exemplo, depósito de sujeira sobre o vidro ou algo que tenha caído em cima do módulo.

Além da perda de potência gerada, há o risco de danificação do módulo parcialmente sombreado uma vez que a potência gerada não está sendo entregue e é dissipada sobre o módulo, às vezes sobre apenas uma de suas células. Nessa situação, pode ocorrer o fenômeno chamado "ponto quente" (*hotspot*) que produz intenso calor sobre a célula causando ruptura do vidro e fusão de polímeros e metais. (PINHO, 2014)

A Figura 15 mostra o comportamento do par corrente-tensão em função do sombreamento dos módulos para um arranjo de 4 módulos em série.

Figura 15 – Curva V x I para um arranjo de 4 módulos em série com efeito de sombreamento



Fonte: PINHO (2014)

## 3 INVERSORES

O inversor é um dispositivo eletrônico capaz de converter uma tensão contínua (CC) na sua entrada em uma tensão alternada (CA). A tensão alternada na saída deve ter amplitude, frequência e conteúdo harmônico adequado às cargas a serem alimentadas. No caso do sistema fotovoltaico conectado à rede, o inversor deve ser capaz de sincronizar a tensão de saída com a tensão da rede elétrica de distribuição.

De modo geral, os inversores para conexão com a rede com potência de saída de até cerca de 5kW têm saída monofásica. Para potências maiores, utilizam-se inversores trifásicos ou inversores monofásicos em uma associação trifásica. (PINHO, 2014)

Os inversores são construídos utilizando-se chaves eletrônicas controláveis, podendo ser colocadas em estado de condução ou bloqueio, a partir de um sinal de controle. Alguns exemplos de chaves utilizadas nos inversores são os componentes SCR, TRIAC e GTO, comumente chamados de tiristores, e os dispositivos BJT, MOSFET e IGBT, chamados de transistores. Cada chave possui suas vantagens e desvantagens, cabendo ao projetista determinar qual é mais conveniente para a aplicação desejada. (PINHO, 2014)

As perdas na comutação e condução das chaves constitui importante fator para determinar a eficiência do inversor e, portanto, um conhecimento acerca das características de cada uma torna-se importante na hora de elaborar o projeto.

Nos inversores para sistemas fotovoltaicos conectados à rede (SFCRs) eram utilizados tiristores (SCR, TRIAC) como elementos de chaveamento e a comutação controlada pela rede. Esses inversores são chamados de inversores comutados pela rede. Apesar da robustez dos dispositivos de chaveamento utilizados, a baixa qualidade da tensão e corrente de saída (devido à alta quantidade de harmônicos) requer o uso de redes de filtragem complexas, onerosas e que implicam em perdas. (PINHO, 2014)

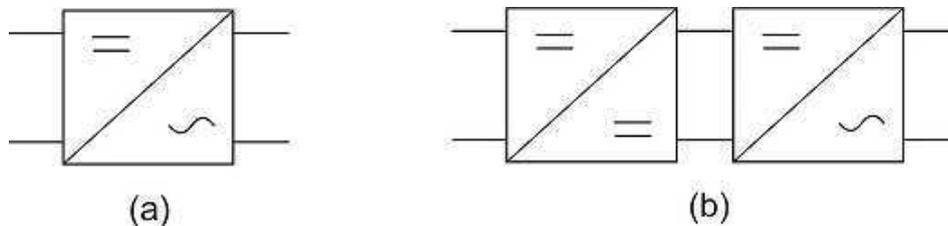
A partir do surgimento de novos dispositivos de chaveamento, MOSFET e IGBT, pode-se otimizar o processo de comutação das chaves. Isso porque esses dispositivos podem ser postos em estado de condução ou bloqueio a qualquer instante do ciclo a partir de um circuito de controle. Esses inversores são chamados de autocomutados, devido à sua independência do controle das chaves pela rede. O controle é realizado a partir de modulação por largura de pulso (*PWM*), o que permite um bom controle sobre a forma de onda e a magnitude da tensão de saída. Os inversores comutados podem ser do tipo fonte de corrente (*CSI - current source inverter*) ou do tipo fonte de tensão (*VSI - voltage source inverter*). A configuração fonte de tensão é mais utilizada no caso de sistemas fotovoltaicos e o controle pode ser feito tanto por tensão quanto por corrente, dependendo da grandeza da saída utilizada como referência. Para os sistemas conectados à rede, o

controle por corrente é adotado na maioria dos modelos devido à sua estabilidade diante de perturbações na rede e à facilidade do controle do fator de potência. (PINHO, 2014)

Os inversores podem ser de um ou dois estágios. Os inversores de um estágio são robustos e possuem alta eficiência devido ao número reduzido de componentes utilizados. Entretanto, no caso de um inversor sem transformador, a tensão CC na entrada deve ter um valor mínimo relativamente elevado de modo a produzir a tensão CA desejada. A inclusão de um transformador de alta frequência cria um isolamento galvânico entre os lados de corrente contínua e alternada.

A Figura 16 mostra a representação utilizada para inversores de um e dois estágios.

Figura 16 – (a) Inversor de um estágio; (b) Inversor de dois estágios



Fonte: o próprio autor

Pode-se notar que no inversor de dois estágios, têm-se um conversor CC-CC primeiro de modo a rastrear o ponto de máxima potência do painel fotovoltaico conectado a sua entrada bem como também fornecer ao inversor CC-CA a tensão de entrada adequada de operação. No elo CC-CC da saída do conversor com a entrada do inversor é adicionado um capacitor eletrolítico que tem a função de armazenamento de energia e filtragem. No caso dos inversores utilizados em SFCRs utiliza-se um indutor na saída que serve de filtro e acoplamento à rede elétrica.

Os micro inversores são utilizados para conexão em baixas potências e tem como algumas vantagens:

- Geralmente são mais robustos e eficientes do que os inversores tradicionais;
- Quando há sombreamento, apenas um painel ou poucos são afetados;
- Pode-se monitorar os painéis de forma mais individualizada;
- Com micro inversores, caso haja falha apenas poucos painéis são afetados e não o conjunto como um todo;
- Maior tempo de vida (20 a 25 anos) com relação aos inversores tradicionais (10 a 15 anos);

- Melhor performance do seguidor de ponto de potência máxima (SPPM).

Algumas desvantagens são:

- Custo final do sistema fotovoltaico mais caro, devido à necessidade de compra de muitos micro inversores para suportar a mesma potência que um inversor tradicional;
- Maior probabilidade de defeito em um equipamento já que, com micro inversores, é necessário um número bem maior se comparado a um inversor tradicional;
- Manutenção e troca exigirão um maior esforço e custo.

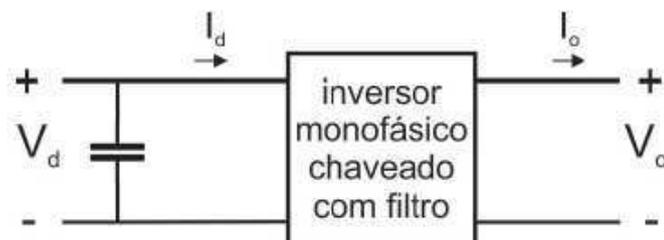
### 3.1 Princípio de funcionamento dos inversores

Nesta sub-seção será abordado o princípio de funcionamento dos inversores monofásicos mais elementares de modo a servir de base teórica para o presente trabalho.

#### 3.1.1 Conceitos Básicos sobre Inversores Chaveados

A Figura 17 ilustra um inversor monofásico mostrado em diagrama de bloco onde a saída  $V_o$  é filtrada e, portanto, considerada senoidal. Considerando, por exemplo, que o inversor alimente um motor CA, a corrente estará atrasada com relação a tensão como mostrado na Figura 18. Nos intervalos 1 e 3 a tensão e corrente de saída são, respectivamente, positivas e negativas. Nessas situações, portanto, o fluxo de potência ativa ( $P_o = V_o \times I_o$ ) vai do lado CC para o CA, correspondendo ao modo de operação de um inversor. Já nos intervalos 2 e 4, a tensão e corrente tem sinais opostos, fazendo com que o fluxo de potência ativa seja do lado CA para o CC, constituindo, assim, um comportamento de retificador. (MOHAN, 1995)

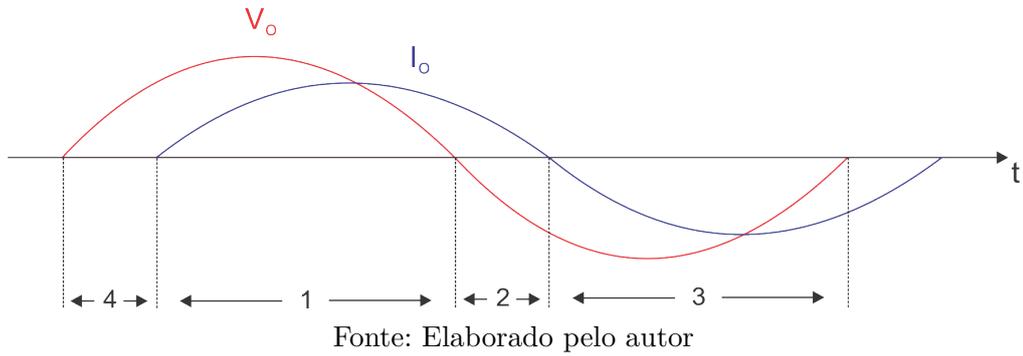
Figura 17 – Inversor monofásico chaveado com filtro



Fonte: Elaborado pelo autor

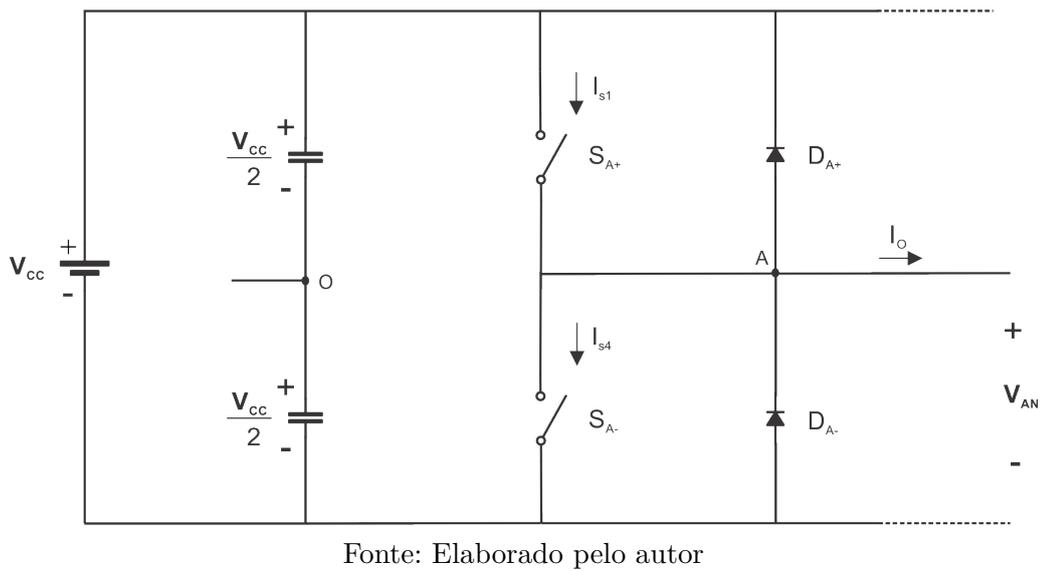
Portanto, para conseguir o comportamento de inversor em todos os momentos são necessárias tipologias que permitam que o fluxo de potência ativa seja sempre do lado

Figura 18 – Tensão e corrente no inversor monofásico chaveado com filtro



CC para o CA. A Figura 19 mostra um inversor de ponte completa com apenas uma das pernas. Desse circuito serão derivados os inversores apresentados neste capítulo.

Figura 19 – Conversor ponte completa com apenas uma perna

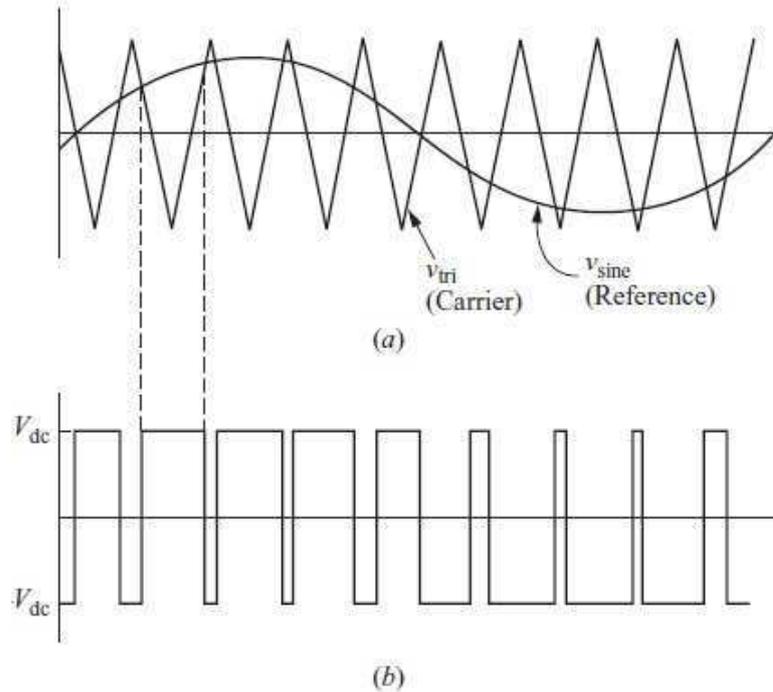


Considerar-se-á que a tensão de entrada é constante e que as chaves são controladas por modulação por largura de pulso (*pulse width modulation*).

### 3.1.2 Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation*)

A modulação por largura de pulso é uma opção de controle do chaveamento de inversores que deve ser capaz de produzir uma tensão de saída com amplitude e frequência adequados. Para isso, um sinal senoidal de controle com a frequência desejada é comparado com uma onda triangular, como mostrado na Figura 20. A frequência da triangular estabelece a frequência de chaveamento e é geralmente mantida constante com amplitude  $V_{tri}$ .

Figura 20 – Modulação por Largura de Pulso



Fonte: HART (2011)

O sinal de controle,  $V_{controle}$ , é usado para modular o ciclo de trabalho das chaves e tem frequência  $f_1$ , também chamada de frequência modulante, a qual é a frequência fundamental desejada da tensão de saída do inversor. Apesar disso, a saída do inversor não é uma senoide perfeita e possui componentes de tensão nas frequências harmônicas de  $f_1$ . A taxa da amplitude de modulação é definida como a razão entre a amplitude da tensão de controle e da triangular:

$$m_a = \frac{V_{controle}}{V_{tri}} \quad (3.1)$$

A taxa da frequência de modulação é definida como a razão entre a frequência da onda triangular e a de controle:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.2)$$

No inversor da Figura 19, as chaves  $S_{A+}$  e  $S_{A-}$  são controladas baseado na comparação entre  $V_{controle}$  e  $V_{tri}$  e tem como tensões de saída os seguintes valores, independente da direção de  $I_o$ :

Para:

$$V_{controle} > V_{tri}, \quad S_{A+} \rightarrow on, \quad V_{AO} = \frac{1}{2}V_{CC}$$

ou:

$$V_{controle} < V_{tri}, \quad S_{A-} \rightarrow on, \quad V_{AO} = -\frac{1}{2}V_{CC}$$

Já que as duas chaves nunca estão simultaneamente desligadas, o valor de  $V_{AO}$  flutuará entre  $+\frac{1}{2}V_{CC}$  e  $-\frac{1}{2}V_{CC}$ .

Com o objetivo de filtrar as tensões harmônicas em alta frequência, é apropriado usar-se valores de frequência de chaveamento tão altos quanto possível. No entanto, quanto maior a frequência de chaveamento, maiores são as perdas por comutação. Portanto, para a maior parte das aplicações, a frequência de chaveamento é escolhida menor que 6 kHz ou maior que 20 kHz (MOHAN,).

A relação desejável entre a onda triangular e a tensão de controle são ditadas pelo valor de  $m_f$ . Um valor de  $m_f > 21$  é considerado grande enquanto que  $m_f \leq 21$  é considerado pequeno. (MOHAN,)

Para valores pequenos de  $m_f$  ( $\leq 21$ ) o sinal da onda triangular e o de controle devem ser sincronizados. Esse *PWM* sincronizado requer que  $m_f$  seja um integrador. A razão para utilizar *PWM* sincronizado é que o *PWM* não sincronizado gera sub-harmônicas (da frequência fundamental) que são indesejadas na maioria das aplicações. Também,  $m_f$  deve ter valor par, exceto em inversores monofásicos com chaveamento *PWM* unipolar. (MOHAN,)

Para valores grandes de  $m_f$  ( $> 21$ ), a amplitude das sub-harmônicas são pequenas devido ao *PWM* não sincronizado. No entanto, valores grande de  $m_f$  podem ser utilizados quando a frequência da triangular é mantida constante, variando-se a frequência do sinal de controle. Entretanto, se o inversor está alimentando uma carga como, por exemplo, um motor AC, as sub-harmônicas na frequência zero ou perto dela, resultarão em altos valores de corrente. Portanto, o *PWM* assíncrono deve ser evitado. (MOHAN,)

Pode-se destacar, também, o fenômeno da sobremodulação, que acontece para ( $m_a > 1$ ). A amplitude da tensão da frequência fundamental varia linearmente com  $m_a$  ( $(V_{AO})_1 = m_a \frac{V_d}{2}, m_a \leq 1$ ). Para valores de  $m_a \leq 1$ , o sinal *PWM* empurra as harmônicas para as altas frequências na fundamental e seus múltiplos.

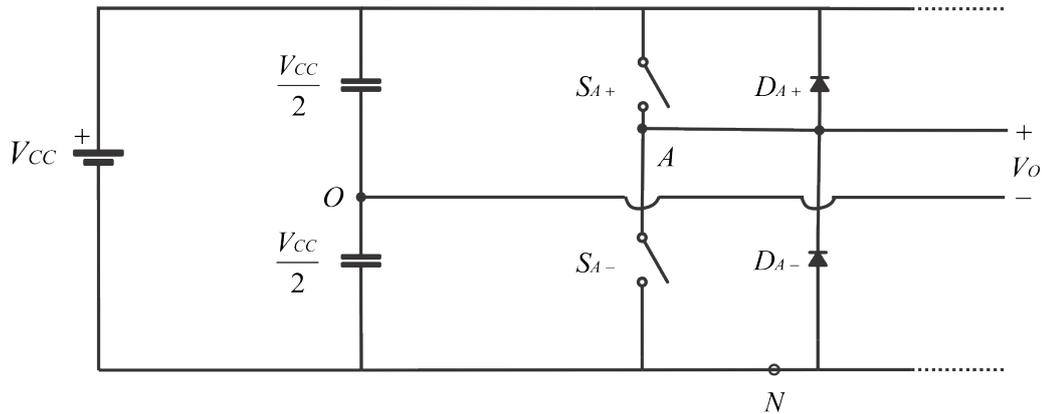
### 3.1.3 Inversores Monofásicos

#### 3.1.3.1 Inversor de Meia Ponte

A Figura 21 mostra a configuração de um inversor de meia ponte.

Aqui tem-se dois capacitores iguais conectados em série na entrada C.C., sendo O o ponto central da ligação central dos capacitores. Cada capacitor possui tensão de  $\frac{V_{CC}}{2}$ . Devem ser usadas capacitâncias relativamente grandes de modo que o potencial no ponto O se mantenha essencialmente constante com relação ao ponto N.

Figura 21 – Inversor de meia ponte



Fonte: o próprio autor

Quando  $S_{A+}$  está ligada, tanto  $S_{A+}$  ou  $D_{A+}$  conduzem dependendo da direção da corrente  $i_o$ , esta sendo dividida igualmente entre os capacitores de  $C_1$  e  $C_2$ . O mesmo acontece quando  $S_{A-}$  está ligada, ou seja, tanto  $S_{A-}$  ou  $D_{A-}$  conduzem dependendo da direção de  $i_o$ .

Neste inversor, o pico de tensão e da corrente nas chaves são:

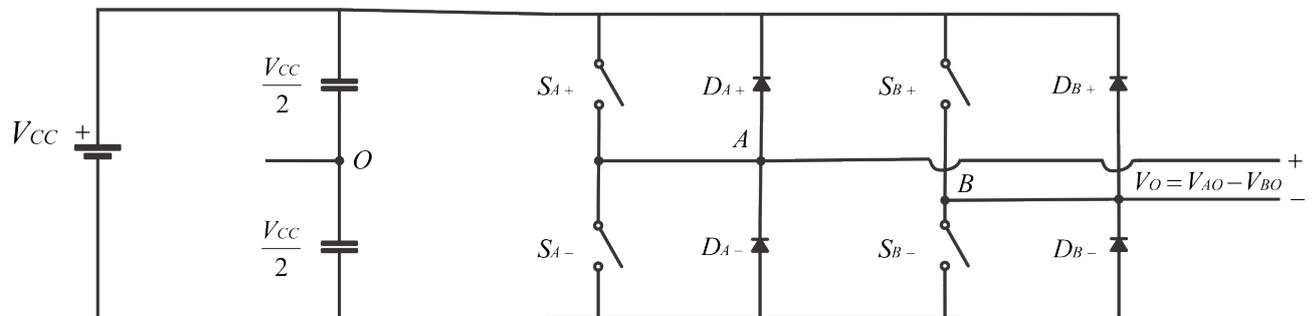
$$V_S = V_{CC} \tag{3.3}$$

$$I_S = i_{o_{máx}} \tag{3.4}$$

### 3.1.3.2 Inversor de Ponte Completa

O inversor de ponte completa (ou ponte H) pode ser visto na Figura 22.

Figura 22 – Inversor de ponte completa



Fonte: o próprio autor

Consiste na composição de dois inversores de um braço. Com o mesmo barramento C.C., a tensão de saída máxima desse inversor é o dobro da tensão de saída do inversor de meia ponte. Isso implica que, para a mesma potência, a corrente de saída e a corrente nas chaves são metade daquelas do inversor meia ponte.

### 3.1.3.3 PWM com Chaveamento Bipolar

Para o inversor de ponte completa, no PWM com chaveamento bipolar as chaves opostas diagonalmente ( $S_{A+}, S_{B-}$ ) e ( $S_{A-}, S_{B+}$ ) são chaveadas como pares de chaves 1 e 2 respectivamente. Com este tipo de chaveamento PWM, a tensão de saída da perna A é idêntica à saída do inversor de uma perna mostrado no início do capítulo, o qual é determinada pela comparação entre  $V_{control}$  e  $V_{tri}$  como mostrado na figura. A saída da perna B é negativa com relação à saída da perna A. Se  $S_{A+}$  está fechada e  $V_{AO}$  é igual a  $+\frac{1}{2}V_{cc}$ ,  $S_{B-}$  também está ligada e  $V_{BO}$  é igual a  $-\frac{1}{2}V_{cc}$ . Desse modo, tem-se:

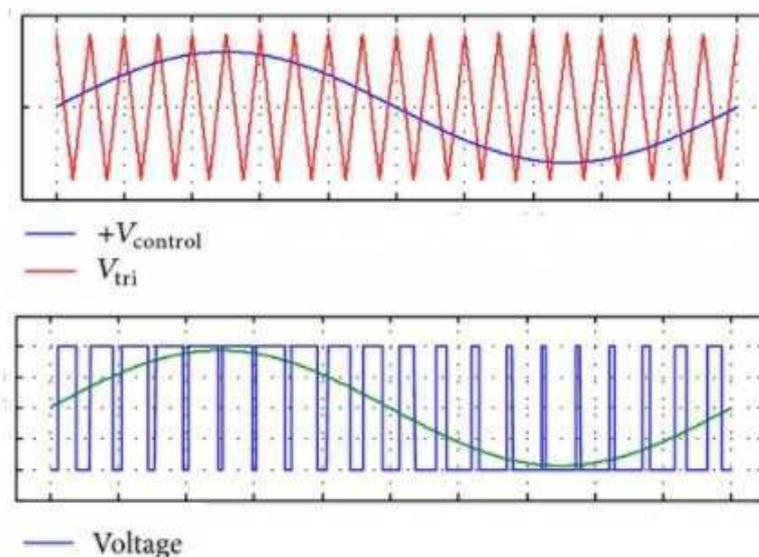
$$V_{BO}(t) = -V_{AO}(t) \quad (3.5)$$

E também:

$$V_O(t) = V_{AO}(t) - V_{BO}(t) = 2V_{AO}(t) \quad (3.6)$$

A forma de onda de  $V_O$  é mostrada na Figura 23.

Figura 23 – PWM com chaveamento bipolar



Fonte: adaptado de WU (2014)

O pico da componente de frequência fundamental na tensão de saída ( $V_{o1}$ ) é dado por:

$$V_{o1} = m_a V_{cc} \quad (m_a \leq 1, 0) \quad (3.7)$$

e

$$V_{cc} < V_{o1} < \frac{4}{\pi} V_{cc} \quad (m_a > 1, 0) \quad (3.8)$$

Na Figura 23, vê-se que a tensão de saída  $V_o$  oscila entre  $-V_{cc}$  e  $+V_{cc}$ . Esse é o motivo porque esse tipo de chaveamento é chamado de PWM bipolar.

### 3.1.3.4 PWM com Chaveamento Unipolar

No PWM com chaveamento unipolar, as chaves nos dois braços do inversor de ponte completa não são acionadas simultaneamente como no caso bipolar. Neste caso, os braços A e B do inversor são controlados separadamente, comparando-se  $V_{tri}$  com  $V_{controle}$  e  $-V_{controle}$ , respectivamente.

A comparação de  $V_{tri}$  com  $V_{control}$  resulta nos seguintes estados:

$$V_{controle} > V_{tri}, \quad S_{A+} \rightarrow on, \quad V_{AN} = V_{cc}$$

$$V_{controle} < V_{tri}, \quad S_{A-} \rightarrow on, \quad V_{AN} = 0$$

Para as chaves na perna B, utiliza-se a comparação entre  $V_{tri}$  e  $-V_{controle}$ , ficando:

$$-V_{controle} > V_{tri}, \quad S_{B+} \rightarrow on, \quad V_{BN} = V_{cc}$$

$$-V_{controle} < V_{tri}, \quad S_{B-} \rightarrow on, \quad V_{BN} = 0$$

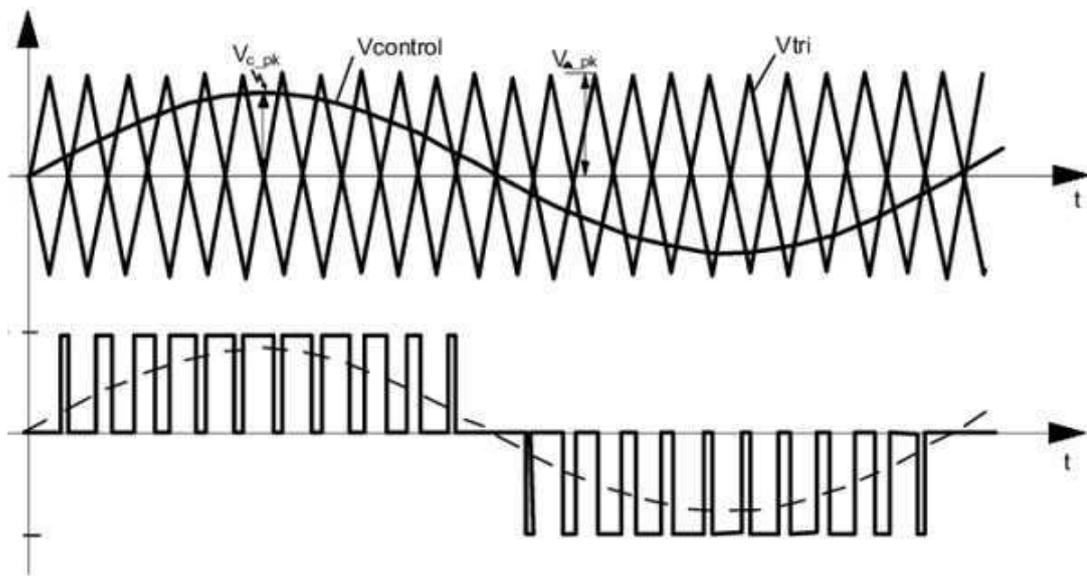
Existem quatro combinações de estados das chaves e os correspondentes níveis de tensão são:

- $S_{A+}$  e  $S_{B-}$  ligadas:  $V_{AN} = V_{cc}$ ,  $V_{BN} = 0$  e  $V_o = V_{cc}$
- $S_{A-}$  e  $S_{B+}$  ligadas:  $V_{AN} = 0$ ,  $V_{BN} = V_{cc}$  e  $V_o = -V_{cc}$
- $S_{A+}$  e  $S_{B+}$  ligadas:  $V_{AN} = V_{cc}$ ,  $V_{BN} = V_{cc}$  e  $V_o = 0$
- $S_{A-}$  e  $S_{B-}$  ligadas:  $V_{AN} = 0$ ,  $V_{BN} = 0$  e  $V_o = 0$

Percebe-se que quando as duas chaves superiores ( $S_{A+}$  e  $S_{B+}$ ) estão ligadas, a tensão de saída é zero. A corrente de saída circula em um *loop* através de  $S_{A+}$  e  $D_{B+}$  ou  $D_{A+}$  e  $S_{B+}$ , dependendo da direção da corrente. Ocorre fato semelhante quando ambas as chaves  $S_{A-}$  e  $S_{B-}$  estão ligadas.

Neste tipo de chaveamento, a tensão de saída varia entre  $+V_{cc}$ , 0 e  $-V_{cc}$  e por isso é chamado de unipolar. Este esquema tem a vantagem de conseguir "efetivamente" dobrar a frequência de chaveamento. A Figura 24 representa a saída  $V_o$  para este tipo de chaveamento.

Figura 24 – PWM com chaveamento unipolar



Fonte: adaptado de BASCOPÉ (2011)

Do mesmo modo para o chaveamento bipolar, tem-se que o pico da componente de frequência fundamental na tensão de saída ( $V_{o1}$ ) é dado por:

$$V_{o1} = m_a V_{cc} \quad (m_a \leq 1,0) \quad (3.9)$$

e

$$V_{cc} < V_{o1} < \frac{4}{\pi} V_{cc} \quad (m_a > 1,0) \quad (3.10)$$

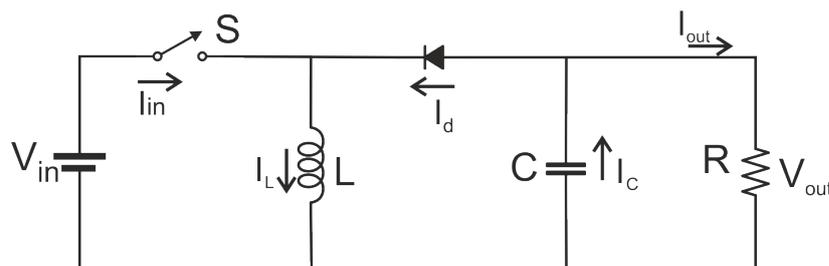
## 4 CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST

Visto que o inversor proposto deriva da topologia do conversor CC-CC Buck-Boost, torna-se interessante uma análise do mesmo. Neste capítulo, pode-se encontrar o princípio de operação do conversor em questão.

### 4.1 Modo de Condução Contínua

O conversor Buck-Boost é uma conexão em cascata do conversor Buck com o Boost. Desse modo, a tensão de saída pode ser maior ou menor que a entrada. A Figura 25 mostra o circuito representativo do conversor Buck-Boost.

Figura 25 – Conversor CC-CC Buck-Boost



Fonte: o próprio autor

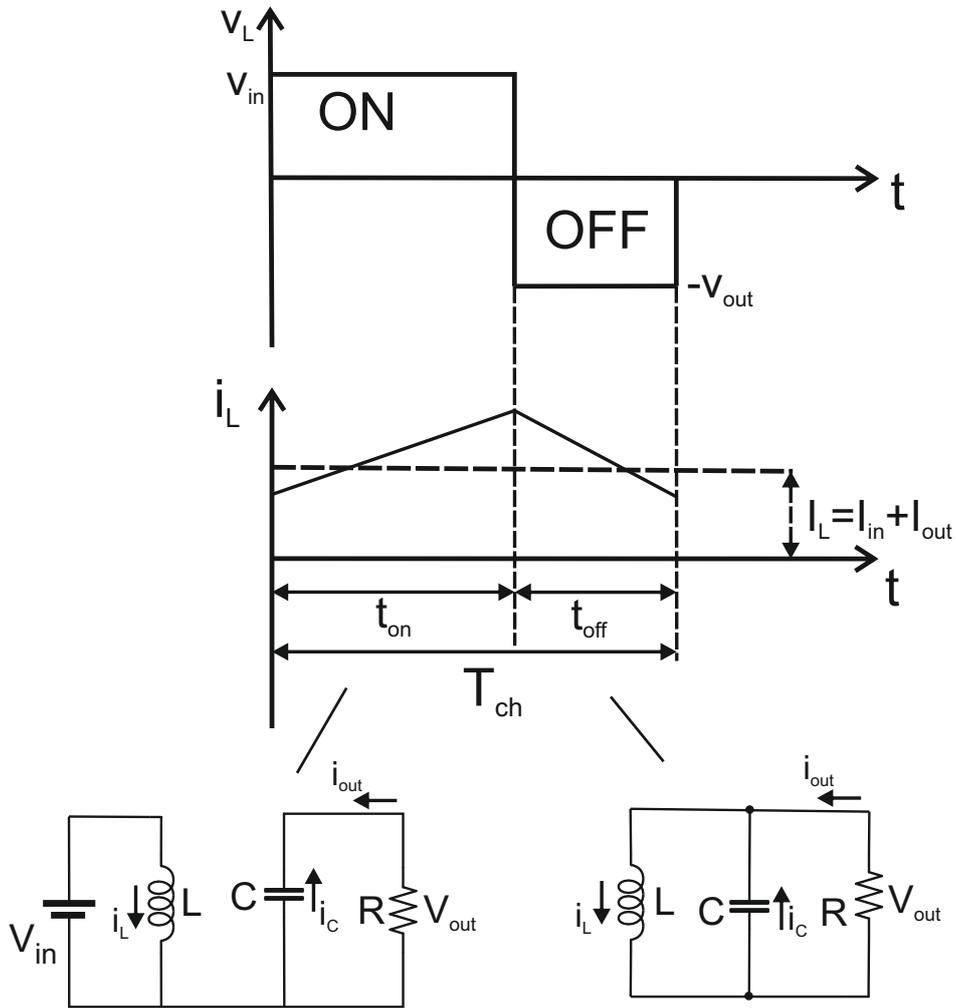
Na Figura 26, pode-se observar os dois estágios de operação do conversor. A primeira ilustração representa o estado com a chave ligada e a segunda, com a chave desligada. No conversor Buck-Boost, a tensão de saída tem sinal contrário em relação à tensão no terminal de entrada.

Quando a chave S é ligada, a entrada fornece energia ao indutor L e o diodo D é inversamente polarizado. Quando a chave é aberta, a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor C na saída.

Na Figura 26 também são mostradas as formas de onda no regime permanente, do indutor L operando no modo de condução contínua, onde a corrente flui continuamente, ou seja,  $i(t) > 0$ . Quando a chave S está ligada, a tensão no indutor vale  $V_L = V_{in}$  e sua corrente aumenta linearmente. Quando a chave é aberta, a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor, onde a tensão no indutor será  $V_L = V_{out}$ .

No regime permanente, a tensão média sobre o indutor, em um período de chaveamento, deve ser zero, ou seja, as áreas ON e OFF devem ser iguais. Desse modo, tem-se

Figura 26 – Estágios de operação do conversor Buck-Boost



Fonte: o próprio autor

que:

$$V_{in}t_{on} - V_{out}(T_s - t_{on}) = 0 \tag{4.1}$$

$$V_{out} = \frac{t_{on}}{T_s - t_{on}} \cdot V_{in} \tag{4.2}$$

$$V_{out} = \frac{t_{on}}{T_s} \cdot \frac{1}{1 - \frac{t_{on}}{T_s}} \cdot V_{in} \tag{4.3}$$

$$V_{out} = \frac{D}{1 - D} \cdot V_{in} \tag{4.4}$$

Onde:

$t_{on}$  - período em que a chave está fechada (s);

$T_s$  - período total de chaveamento (s);

$V_{in}$  - tensão na entrada do conversor (V);

$V_{out}$  - tensão na saída do conversor (V).

$D$  - ciclo de trabalho, isto é, a fração entre  $t_{on}$  e  $T_s$  ( $\frac{t_{on}}{T_s}$ ) (adimensional).

Pela equação vê-se que o ganho entre a tensão de entrada e saída do inversor é:

- $0 \leq D \leq 0,5$ : a tensão média de saída é menor que a de entrada, isto é,  $V_{out} < V_{in}$ ;
- $0,5 \leq D \leq 1$ : a tensão média de saída é maior que a de entrada, isto é,  $V_{out} > V_{in}$ ;

Como  $P_{out} = P_{in}$ , tem-se que:

$$I_{out} = \frac{D}{1-D} I_{in} \quad (4.5)$$

## 4.2 Modo de Condução Descontínua

No modo de condução descontínua, as formas de onda no indutor são mostradas na Figura 27.

A corrente no indutor aumenta linearmente durante  $t_{on}$ , sendo a variação da corrente nesse instante:

$$\Delta I_{L+} = \frac{V_{in}}{L} t_{on} = \frac{V_{in}}{L} D T_s = I_{L_{pico}} \quad (4.6)$$

De modo contrário, a corrente no indutor diminui durante  $t_{off}$ , sendo a variação da corrente nesse instante:

$$\Delta I_{L-} = \frac{-V_{out}}{L} t_{off} = \frac{-V_{out}}{L} \delta_2 T_s \quad (4.7)$$

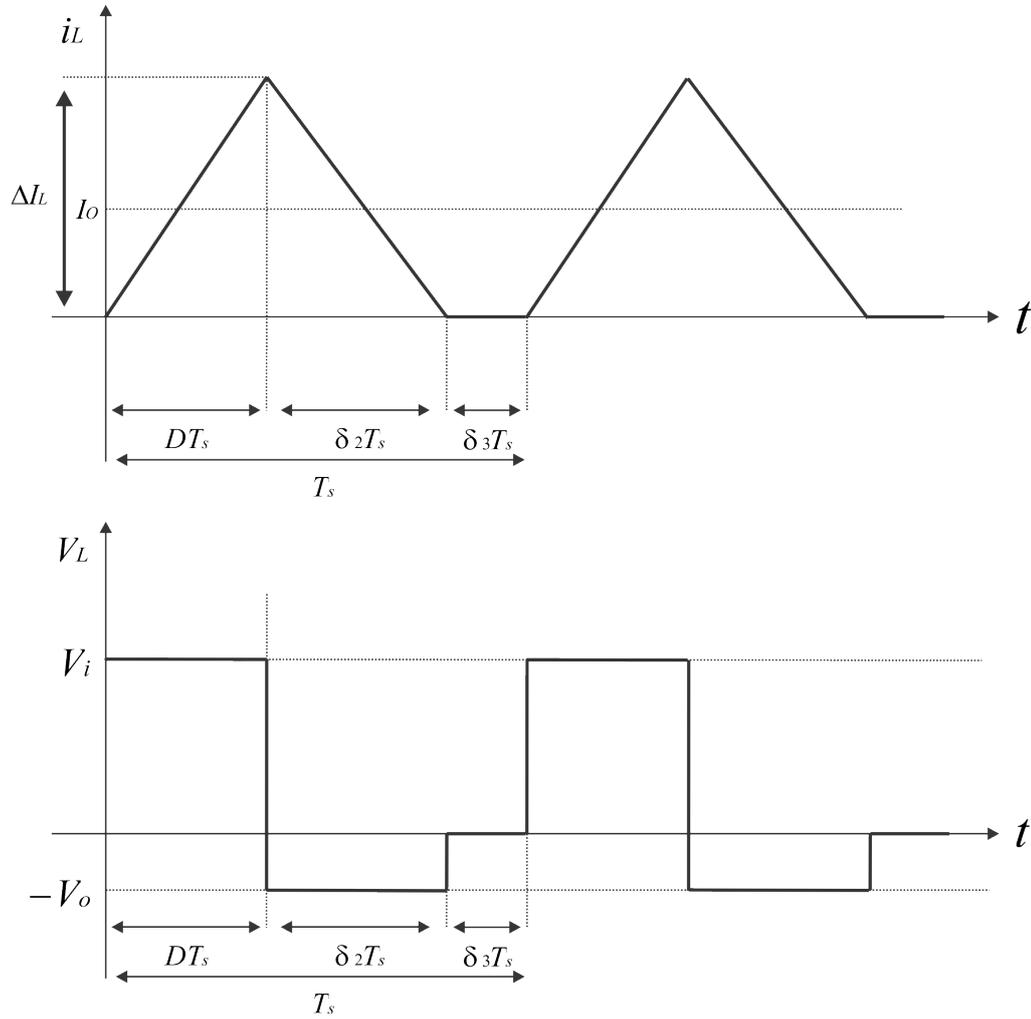
Igualando-se as duas correntes, tem-se:

$$V_{out} = \frac{t_{on}}{t_{off}} \cdot -V_{in} = \frac{D}{\delta_2} \cdot -V_{in} \quad (4.8)$$

A corrente de saída, para uma carga R, é:

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R} = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{-I_{L_{pico}}}{2} \delta_2 T_s \right] \quad (4.9)$$

Figura 27 – Formas de onda do conversor Buck-Boost no modo de condução descontínua



Fonte: o próprio autor

Substituindo  $I_{L_{pico}}$  por  $\Delta I_{L+}$ , tem-se que:

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R} = \frac{V_{in} D \delta_2 T_s}{2L} \quad (4.10)$$

Isolando-se  $\delta_2$  nas equações e e igualando-os, tem-se que:

$$V_{out} = V_{in} \frac{D}{\sqrt{K}} \quad (4.11)$$

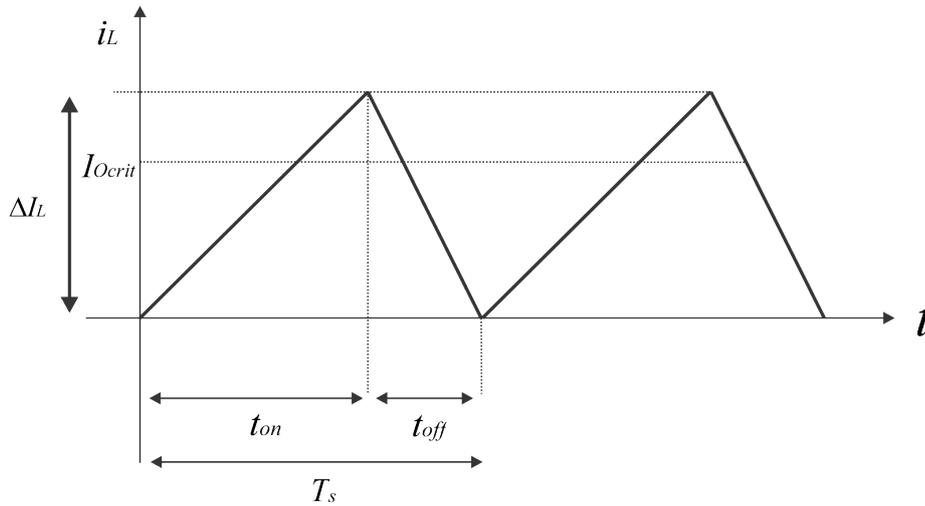
Onde:  $K = \frac{2L}{RT_s}$

### 4.3 Indutância Crítica

O mínimo valor do indutor para manter o conversor no modo de condução contínua é determinado em duas etapas.

Primeiro, determina-se  $I_{o_{crit}}$  como o valor mínimo da corrente de saída para manter o modo de condução contínua, chamada de corrente crítica. A Figura 28 ilustra a corrente crítica.

Figura 28 – Corrente crítica do conversor Buck-Boost



Fonte: o próprio autor

A mínima corrente média do indutor para manter o modo de condução contínua é:

$$I_{L_{mín}} = \frac{\Delta I_L}{2} = I_{o_{crit}} \quad (4.12)$$

Segundo, escolhe-se L de tal forma que a relação da equação acima seja satisfeita. Para isso, pode-se usar  $\Delta I_{L+}$  ou  $\Delta I_{L-}$ . O pior caso de condução é quando a tensão de entrada é mínimo, pois gera  $\Delta I_L$  máximo. Utilizando-se  $\Delta I_{L+}$ , tem-se que o indutor mínimo é:

$$L_{mín} \geq \frac{1}{2}(V_{in_{máx}} - V_{DS} - I_L R_L) \cdot \frac{t_{on_{mín}}}{I_{o_{crit}}} \quad (4.13)$$

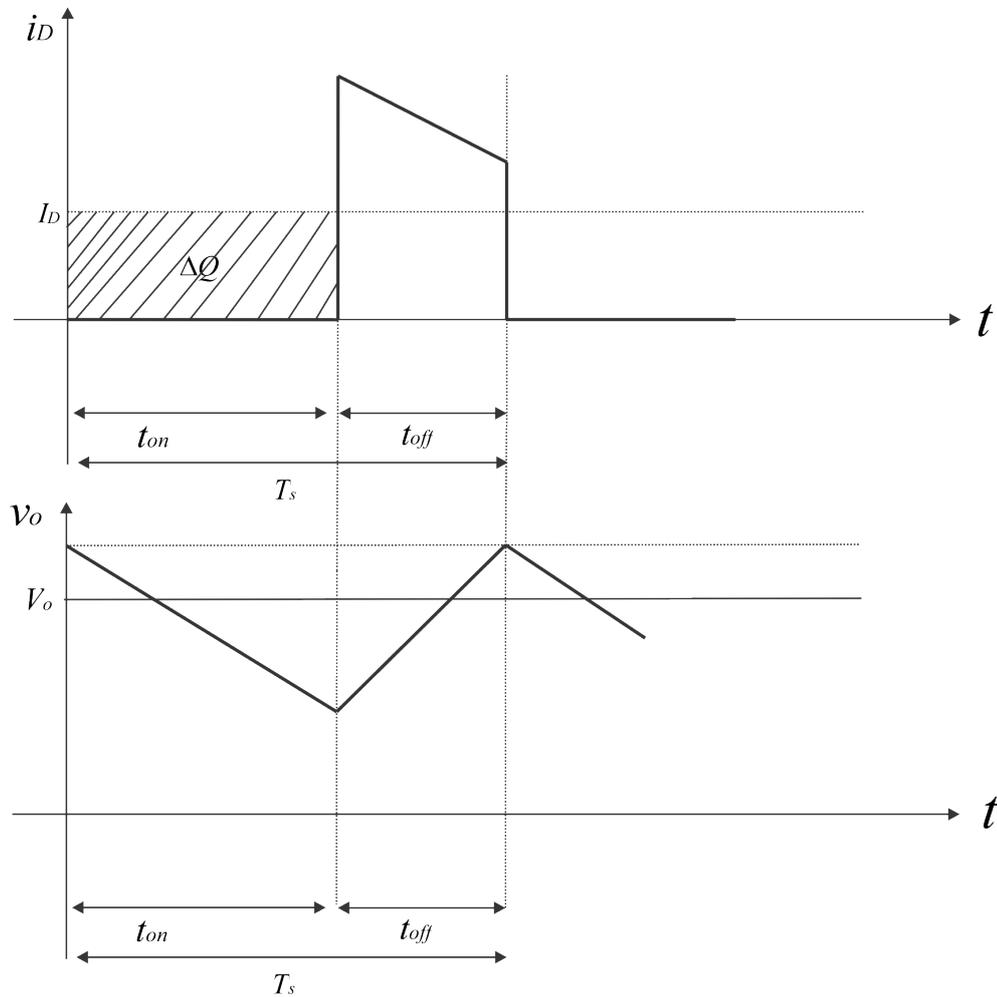
Simplificando a equação acima ignorando as resistências parasitas e quedas de tensão no semicondutor, tem-se:

$$L_{mín} \geq \frac{-V_{out} T_s}{2 I_{o_{crit}}} \cdot \frac{-V_{in_{máx}}}{V_o - V_{in_{máx}}} \quad (4.14)$$

## 4.4 Dimensionamento dos Elementos Reativos

Sejam as formas de onda do conversor mostradas na Figura 29.

Figura 29 – Formas de onda do conversor Buck-Boost



Fonte: o próprio autor

As ondulações na corrente do indutor são:

$$\frac{V_{in}}{L} = \frac{\Delta I_L}{\Delta T} \quad (4.15)$$

$$\frac{V_{in}}{L} = \frac{\Delta I_L}{t_{on}} \quad (4.16)$$

$$t_{on} = \frac{\Delta I_L \cdot L}{V_{in}} \quad (4.17)$$

e

$$\frac{-V_{out}}{L} = \frac{\Delta I_L}{t_{off}} \quad (4.18)$$

$$t_{off} = -\frac{\Delta I_L \cdot L}{V_{out}} \quad (4.19)$$

O período de chaveamento será:

$$T_s = t_{on} + t_{off} = \frac{\Delta I_L \cdot L}{V_{in}} - \frac{\Delta I_L \cdot L}{V_{out}} = \frac{\Delta I_L \cdot L(V_{out} - V_{in})}{V_{in} - V_{out}} \quad (4.20)$$

Tem-se, então:

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{f_s L (V_{in} - V_{out})} = \frac{V_{in} D}{f_s L} \quad (4.21)$$

Isolando-se L, a equação resulta:

$$L = \frac{V_{in} D}{f_s \Delta I_L} \quad (4.22)$$

Assumindo que todo componente oscilatório da corrente que que passa no diodo,  $i_D$ , flui através do capacitor e que seu valor médio flui para a carga, a área  $\Delta Q$  na Figura 29 representa a carga absorvida pelo capacitor. Logo,  $\Delta V_{out}$  será:

$$\Delta V_{out} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o D T_s}{C} = \frac{V_o D}{f_s R C} \quad (4.23)$$

Isolando-se C, tem-se:

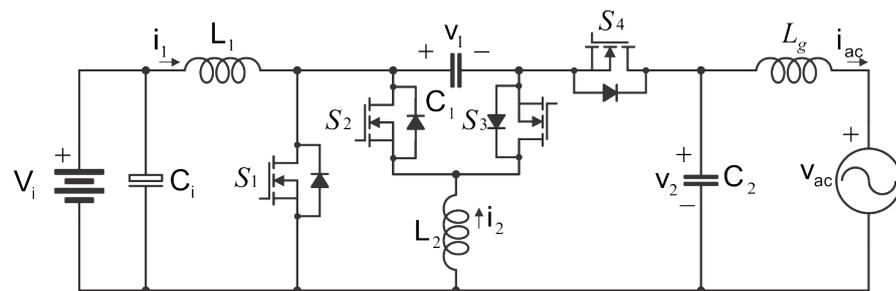
$$C = \frac{I_o D T_s}{\Delta V_o} = \frac{I_o D}{\Delta V_o f_s} \quad (4.24)$$

# 5 INVERSOR FOTOVOLTAICO BUCK-BOOST MONOFÁSICO PROPOSTO

O inversor proposto opera com quatro chaves, dois indutores e dois capacitores. A conexão das portas de entrada e saída permitem que a corrente de seja praticamente eliminada, reduzindo assim, possível degradação do painel solar. Consiste basicamente na união de dois conversores CC-CC buck-boost operando sequencialmente de modo a obter-se uma tensão CA na saída. (SENSARMA, 2016)

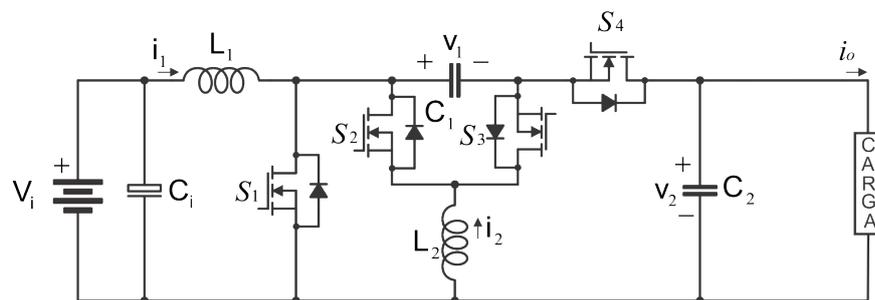
Nas Figuras 30 e 31 pode ser visto o inversor conectado à rede e isolado, respectivamente.

Figura 30 – Inversor proposto conectado à rede



Fonte: o próprio autor

Figura 31 – Inversor proposto isolado da rede



Fonte: o próprio autor

## 5.1 Princípio de funcionamento

A Figura 31 mostra o inversor no modo isolado da rede, o qual possui dois indutores ( $L_1$ ,  $L_2$ ), dois capacitores ( $C_1$ ,  $C_2$ ), quatro MOSFETS ( $S_1 - S_4$ ) e um capacitor dessassociado

de potência ( $C_{in}$ ). A entrada do inversor são os painéis fotovoltaicos que, neste caso, são representados por uma fonte C.C. de modo a simplificar a análise. A Figura 30 mostra o inversor no modo conectado à rede com  $L_g$  representando a indutância da rede. O inversor opera em dois modos, sendo o primeiro para o semi-ciclo positivo da tensão alternada na saída e o segundo para o semi-ciclo negativo. No modo 1, a chave  $S_1$  é a chave principal enquanto no modo 2 é a chave  $S_2$ . Os estados das chaves, para cada modo de operação, podem ser vistos na tabela 1.

Tabela 1 – Estados das chaves para os modos de operação do inversor

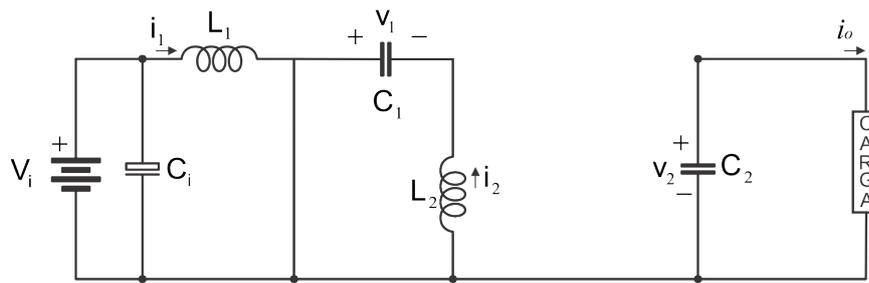
	$V_{gs1}$	$V_{gs2}$	$V_{gs3}$	$V_{gs4}$
Modo 1	$S(t)$	Desligada	Ligada	$\bar{S}(t)$
Modo 2	Desligada	$S(t)$	$\bar{S}(t)$	Ligada

Fonte: Elaborada pelo autor.

## 5.2 Modo-1 de operação

Nesse modo de operação a chave  $S_2$  está sempre aberta enquanto que  $S_3$  está sempre conduzindo. Os circuito equivalentes para esta situação são mostrados nas Figuras 32 e 33. A chave  $S_1$  é acionada pelo sinal  $S(t)$ , enquanto que a chave  $S_4$  é acionada pelo complemento  $\bar{S}(t)$ .

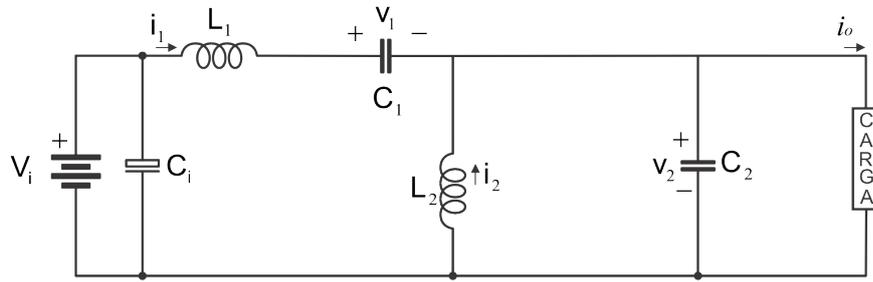
Figura 32 – Inversor Buck-Boost no modo 1 com a chave  $S_1$  ligada e a chave  $S_4$  desligada



Fonte: o próprio autor

O modelo de estado do inversor em questão é dado por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1^{(1)} \\ i_2^{(1)} \\ v_1^{(1)} \\ v_2^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_1}{L_1} & 0 & \frac{-d'}{L_1} & \frac{-d'}{L_1} \\ 0 & \frac{-r_2}{L_2} & \frac{d}{L_2} & \frac{-d'}{L_2} \\ \frac{d'}{C_1} & \frac{-d}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{d'}{C_2} & \frac{d'}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^{(1)} \\ i_2^{(1)} \\ v_1^{(1)} \\ v_2^{(1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_2} \end{bmatrix}^T i_o$$

Figura 33 – Inversor Buck-Boost no modo 1 com a chave  $S_1$  desligada e a chave  $S_4$  ligada


Fonte: o próprio autor

onde  $d$  é o ciclo de trabalho e  $d' = (1 - d)$ ,  $v_1$  e  $v_2$  são as tensões instantâneas nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ ,  $i_1$  e  $i_2$  são as correntes instantâneas que passam por  $L_1$  e  $L_2$ , e  $r_1$  e  $r_2$  são as resistências equivalentes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  respectivamente.

Os valores de equilíbrio desses estados são dados por:

$$I_1^{(1)} = I_o \{D/(1 - D)\} \quad (5.1)$$

$$I_2^{(1)} = I_o \quad (5.2)$$

$$V_1^{(1)} = V_{in} \quad (5.3)$$

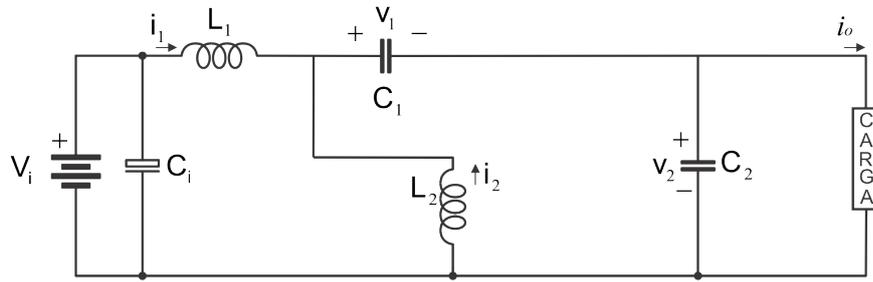
$$V_2^{(1)} = V_{in} \{D/(1 - D)\} \quad (5.4)$$

onde  $D$  é o ciclo de trabalho no modo isolado da rede e  $I_o$  é a corrente na carga. As chaves  $S_1$  e  $S_4$  são usadas para bloquear as tensão  $(v_1 + v_2)$  e a corrente  $|i_1 + i_2|$ . A chave  $S_2$  é usada para bloquear  $v_1$  e a chave  $S_3$  conduz a corrente  $i_2$ . O uso dos MOSFETS é necessário de modo a permitir condução bidirecional de modo que a operação não seja afetada pela mudança na polaridade da corrente da carga.

### 5.3 Modo-2 de operação

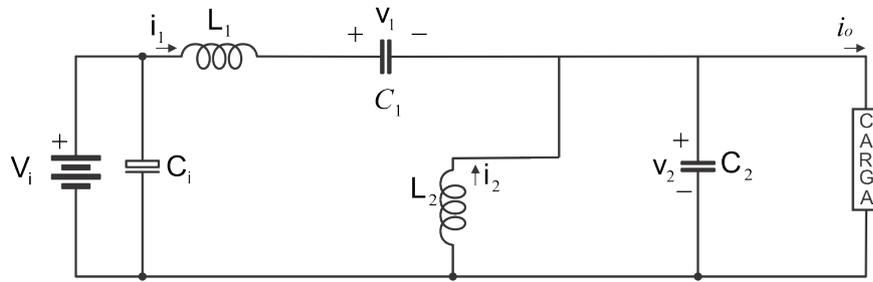
Nesse modo de operação a chave  $S_1$  está sempre aberta enquanto que  $S_4$  está sempre conduzindo. Os circuitos equivalentes para esta situação são mostrados nas Figuras 34 e 35. A chave  $S_2$  é acionada pelo sinal  $S(t)$ , enquanto que a chave  $S_3$  é acionada pelo complemento  $\bar{S}(t)$ .

Figura 34 – Inversor Buck-Boost no modo 2 com a chave  $S_2$  ligada e a chave  $S_3$  desligada



Fonte: o próprio autor

Figura 35 – Inversor Buck-Boost no modo 2 com a chave  $S_2$  desligada e a chave  $S_3$  ligada



Fonte: o próprio autor

O modelo de estado do inversor em questão é dado por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1^{(2)} \\ i_2^{(2)} \\ v_1^{(2)} \\ v_2^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_1}{L_1} & 0 & \frac{-1}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & \frac{-r_2}{L_2} & \frac{-d}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{d}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{-1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^{(2)} \\ i_2^{(2)} \\ v_1^{(2)} \\ v_2^{(2)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_2} \end{bmatrix}^T i_o$$

Os valores de equilíbrio desses estados são dados por:

$$I_1^{(2)} = -I_o \{D/(1 - D)\} \quad (5.5)$$

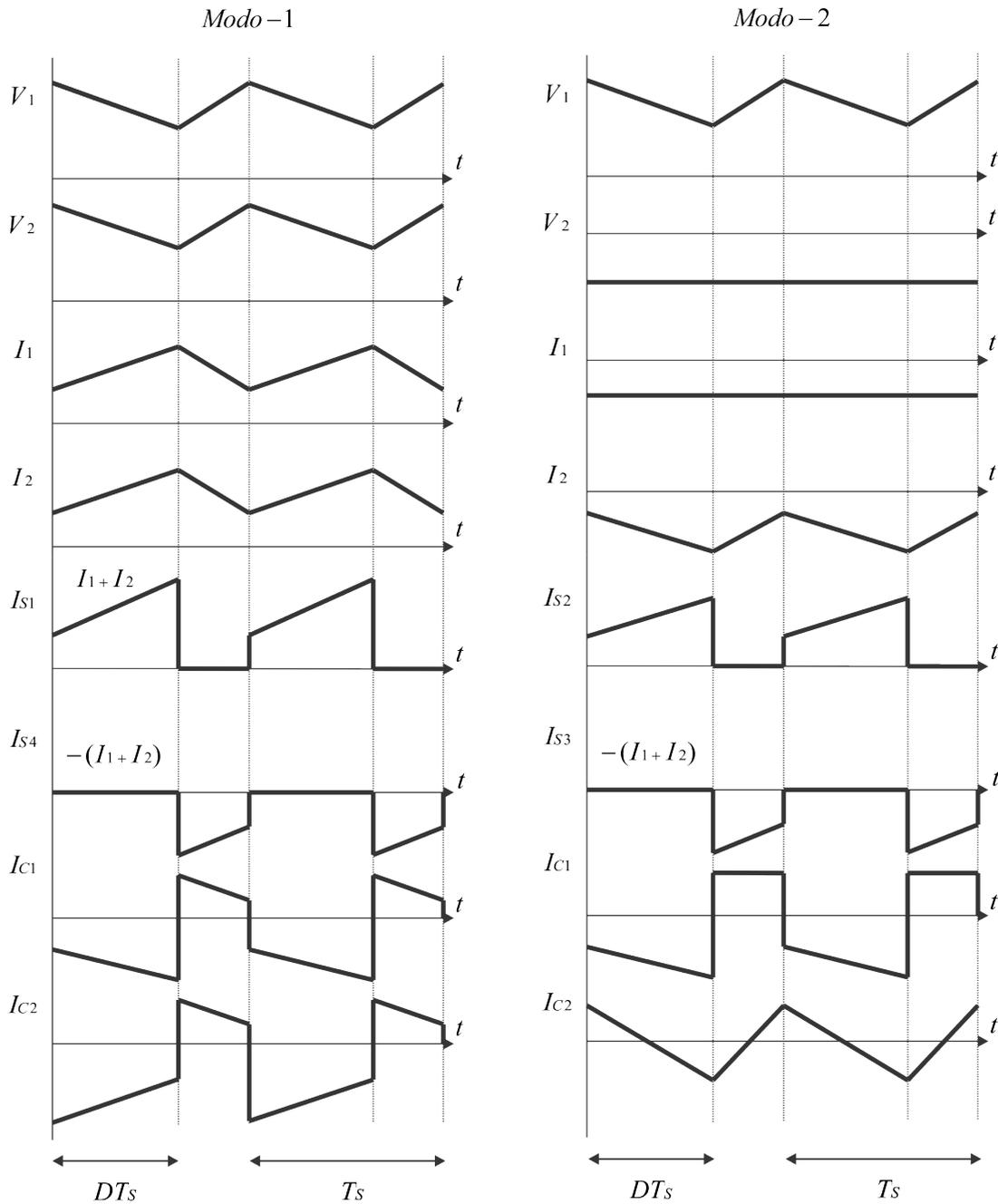
$$I_2^{(2)} = I_o/(1 - D) \quad (5.6)$$

$$V_1^{(2)} = V_{in}/(1 - D) \quad (5.7)$$

$$V_2^{(2)} = -V_{in} \{D/(1 - D)\} \quad (5.8)$$

As chaves  $S_2$  e  $S_3$  conduzem a corrente  $i_2$  e bloqueiam a tensão  $|v_1|$ . A Figura 36 mostra as formas de onda nos modos 1 e 2.

Figura 36 – Formas de onda do inversor proposto nos modos de operação 1 e 2



Fonte: o próprio autor

## 5.4 Ganho C.A. Combinado do Inversor

O ganho de tensão do inversor, combinando as equações, pode ser expresso como:

$$A_v = v_2/v_{in} = \text{sgn}(v_2)\{D/(1-D)\} \quad (5.9)$$

Considerando a não idealidade dos indutores (resistência interna), as expressões do ganho de tensão são escritas como:

$$A_v^{(1)} = \frac{D(1-D)}{((1-D)^2 + \alpha_1 D)D + (1-D + \alpha_2)(1-D)^2} \quad (5.10)$$

$$A_v^{(2)} = \frac{-D(1-D)}{(1-D)^2 + \alpha_1 D^2 + \alpha_2} \quad (5.11)$$

onde:

$$\alpha_k = r_k/R \quad (5.12)$$

com  $k \in \{1,2\}$  e  $R$  sendo a resistência da carga. A variação do ciclo de trabalho, sem considerar as perdas internas, para uma tensão de saída  $v_2 = V_m \text{sen} \omega t$ , é dada como:

$$d(t) = V_m |\text{sen} \omega t| / (V_{in} + V_m |\text{sen} \omega t|) \quad (5.13)$$

O máximo ciclo de trabalho é dado em função do pico da tensão de saída do inversor, ou seja:

$$D_{m\acute{a}x} = V_m / (V_{in} + V_m) \quad (5.14)$$

## 5.5 Tensão de Modo Comum

A Figura 37 mostra uma configuração padrão de um inversor fotovoltaico conectado à rede elétrica.  $C_{pv}$  é o capacitor parasita entre os terminais do painel fotovoltaico e a terra, e  $Z_g$  é a impedância total entre o neutro da rede e a terra, na vizinhança do painel. Na figura P e Q são os terminais positivo e negativo do painel, e Q está diretamente ligado com o neutro da rede (N). A expressão para a tensão de modo comum é dada por:

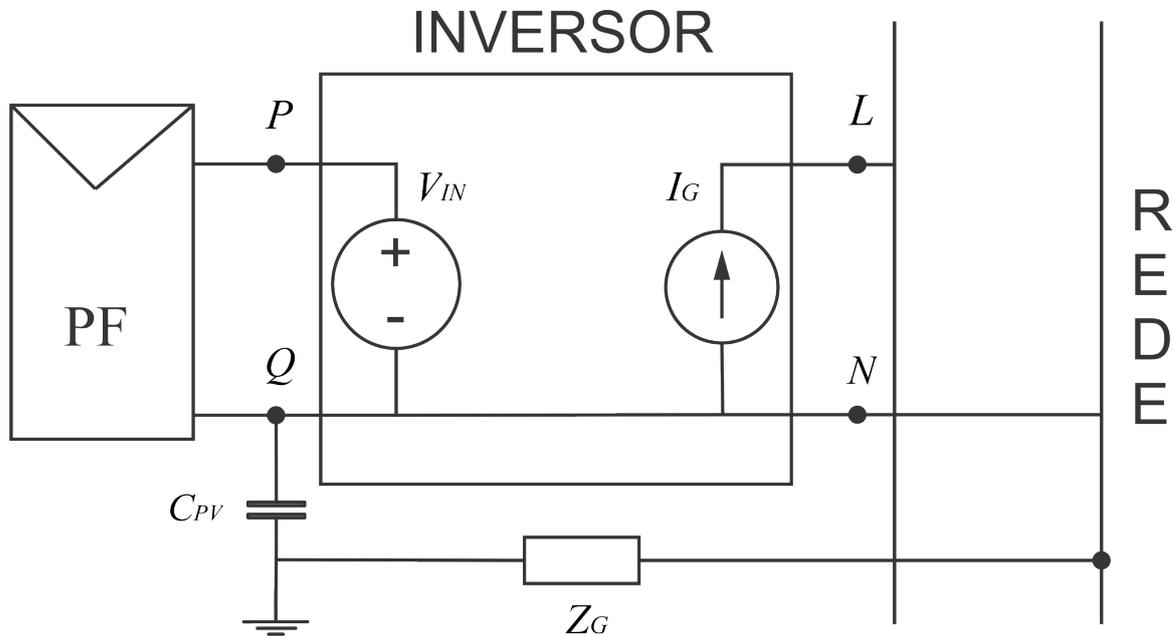
$$v_{cm} = \frac{(v_{LQ} + v_{NQ})}{2} \quad (5.15)$$

onde  $v_{LQ}$  e  $v_{NQ}$  são as tensões dos terminais L e N com relação a Q. Da Figura 37 pode-se ver que  $v_{LQ} = v_{grid}$  e  $v_{NQ} = 0$  para todos os estados de chaveamento. Logo, tem-se que a tensão de modo comum vale:

$$v_{cm} = v_{grid}/2 \tag{5.16}$$

Nota-se que essa tensão não possui componente de alta frequência o que praticamente elimina o problema de corrente de fuga de modo comum, evitando a degradação do painel.

Figura 37 – Arranjo típico de um sistema fotovoltaico conectado à rede com eliminação da tensão de modo comum



Fonte: o próprio autor

## 5.6 Continuidade dos Estados na Passagem pelo Zero

Para o funcionamento correto do inversor é necessário que todos os estados sejam contínuos na passagem pelo zero. Para  $D = 0$  tem-se:

$$I_1^{(1)} = 0, I_2^{(1)} = I_o, V_1^{(1)} = V_{in}, V_2^{(1)} = 0 \tag{5.17}$$

$$I_1^{(2)} = 0, I_2^{(2)} = I_o, V_1^{(2)} = V_{in}, V_2^{(2)} = 0 \tag{5.18}$$

Logo, vê-se que os todos os estados são contínuos na passagem pelo zero.

## 5.7 Dimensionamento do Inversor

As expressões dos *ripples* para os modos 1 e 2 estão listados na tabela 2. Para o Modo 2,  $i_1$  e  $v_2$  não possui *ripple* de chaveamento.

Tabela 2 – *Ripples* de corrente e tensão do inversor

	$\Delta v_1$	$\Delta v_2$	$\Delta i_1$	$\Delta i_2$
Modo 1	$\frac{I_o D^2 T_s}{(1-D)C_1}$	$\frac{I_o D T_s}{C_2}$	$\frac{V_{in} D T_s}{L_1}$	$\frac{V_{in} D T_s}{L_2}$
Modo 2	$\frac{I_o D T_s}{C_1}$	0	0	

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 5.7.1 Dimensionamento dos Indutores

A escolha dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  é baseada no máximo *ripple* das correntes,  $\Delta i_{1máx}$  e  $\Delta i_{2máx}$ , respectivamente. Da tabela 2 tem-se que:

$$L_k \geq L_{k,mín} = \frac{V_{in} D_{máx} T_s}{\Delta i_{k,máx}} \quad (5.19)$$

### 5.7.2 Dimensionamento dos Capacitores

A escolha de  $C_1$  é baseada no máximo *ripple* de tensão,  $\Delta v_{2máx}$ , que é diferente para os dois modos. Desse modo, a capacitância mínima a ser escolhida é:

$$C_1 \geq C_{1mín} = máx\{C_{1mín}^{(1)}, C_{1mín}^{(2)}\} \quad (5.20)$$

onde

$$C_{1mín}^{(1)} = \frac{I_o D_{máx}^2 T_s}{(1 - D_{máx}) \Delta v_{1máx}} \quad (5.21)$$

$$C_{1mín}^{(2)} = \frac{I_o D_{máx} T_s}{\Delta v_{1máx}} \quad (5.22)$$

Do mesmo modo, a escolha de  $C_2$  é baseada no máximo *ripple* da tensão  $v_2$ ,  $\Delta v_{2máx}$ , ficando:

$$C_2 \geq C_{2mín} = \frac{I_o D_{máx} T_s}{\Delta v_{2máx}} \quad (5.23)$$

### 5.7.3 Dimensionamento do Capacitor na Entrada e do Indutor da Rede

A escolha do capacitor na entrada,  $C_{in}$ , é baseada no *ripple* da tensão de entrada,  $\Delta v_{in}$ , causado pelo *ripple* de baixa frequência da corrente de entrada.  $C_{in}$  pode ser calculado como:

$$C_{in} = \frac{P}{2\pi f V_{in} \Delta v_{in}} \quad (5.24)$$

O indutor da rede,  $L_g$ , serve como filtro para o *ripple* da corrente na rede. Pode ser calculado como:

$$L_g = \frac{100}{(2\pi f_s)^2 C_2} \quad (5.25)$$

## 6 RESULTADOS

A fim de verificar-se experimentalmente o funcionamento do inversor proposto, simulou-se o mesmo no *software PowerSim*<sup>®</sup> para o caso do inversor isolado da rede e também elaborou-se um protótipo em laboratório. Escolheu-se como modelo do painel na entrada do inversor o Kyocera 130TM que possui tensão de saída máxima em operação de 17,8 V. Utilizando-se dois painéis desse em série, teremos uma tensão de 35,6 V na entrada do inversor e uma potência de 260W.

### 6.1 Dimensionamento dos Componentes

Os parâmetros iniciais escolhidos para o projeto foram:

- $V_{in} = 35 \text{ V}$ ;
- $V_{out} = 110 \text{ V (RMS)} / 155 \text{ V (pico)}$ ;
- $P = 260 \text{ W}$ ;
- $f = 60 \text{ Hz}$ ;
- $f_s = 50 \text{ kHz}$ .

O ciclo de trabalho pode ser calculado como:

$$D = \frac{110}{110+35} = 0,7586$$

Já o ciclo de trabalho máximo esperado para esse inversor é:

$$D_{m\acute{a}x} = \frac{155}{155+35} = 0,8158$$

A corrente de saída esperada é:

$$I_o = \frac{260}{110} = 2,3636 \text{ A (RMS)}$$

Visto que a corrente de saída é senoidal, seu valor de pico é:

$$I_o = \frac{260}{110} \cdot \sqrt{2} = 3,3427 \text{ A (pico)}$$

A carga na saída do inversor é:

$$R = \frac{V_o^2}{2P} = \frac{155^2}{2 \cdot 260} = 46,2 \Omega$$

#### Modo 1

Tem-se que os valores médios das grandezas do inversor para o modo de operação 1, são:

$$V_1^{(1)} = 35 \text{ V}$$

$$V_2^{(1)} = 155 \text{ V (pico)}$$

$$I_1^{(1)} = \frac{2,3636 \cdot 0,7586}{1-0,7586} = 7,4276 \text{ A}$$

$$I_{1_{m\acute{a}x}}^{(1)} = \frac{I_{o_{m\acute{a}x}} \cdot D_{m\acute{a}x}}{1-D_{m\acute{a}x}} = \frac{3,3427 \cdot 0,8158}{1-0,8158} = 14,8044 \text{ A}$$

$$I_2^{(1)} = 2,3636 \text{ A}$$

$$I_{2_{m\acute{a}x}}^{(1)} = I_{o_{m\acute{a}x}} = 3,3427 \text{ A}$$

## Modo 2

Tem-se que os valores médios das grandezas do inversor para o modo de operação 2, são:

$$V_1^{(2)} = \frac{35}{1-0,7586} = 145 \text{ V}$$

$$V_{1_{m\acute{a}x}}^{(2)} = \frac{35}{1-0,8158} = 190,01 \text{ V}$$

$$V_2^{(2)} = -155 \text{ V (pico)}$$

$$I_1^{(2)} = \frac{-(-2,3636) \cdot 0,7586}{1-0,7586} = 7,4276 \text{ A}$$

$$I_{1_{m\acute{a}x}}^{(2)} = \frac{-I_{o_{m\acute{a}x}} \cdot D_{m\acute{a}x}}{1-D_{m\acute{a}x}} = \frac{-(-3,3427) \cdot 0,8158}{1-0,8158} = 14,8044 \text{ A}$$

$$I_2^{(2)} = \frac{-2,3636}{1-0,7586} = -9,7912 \text{ A}$$

$$I_{2_{m\acute{a}x}}^{(2)} = \frac{-3,3427}{1-0,8158} = -18,1471 \text{ A}$$

## Indutores

Considerou-se o ripple da correntes no indutor  $L_1$  como 50% e do indutor  $L_2$  como 30% das correntes de pico média em cada um. Desse modo, tem-se que:

$$L_{1_{min}} = \frac{35 \cdot 0,8158 \cdot \frac{1}{50000}}{0,5 \cdot 14,8044} = 77,15 \mu\text{H}$$

$$L_{2_{min}} = \frac{35 \cdot 0,8158 \cdot \frac{1}{50000}}{0,3 \cdot 18,1471} = 104,89 \mu\text{H}$$

## Capacitores

Considerou-se o ripple da tensão no capacitor  $C_1$  como 15% e do capacitor  $C_2$  como 5% das tensões de pico média em cada um. Desse modo, tem-se que:

$$C_{1_{min}}^{(1)} = \frac{2,3636 \cdot 0,8158^2 \cdot \frac{1}{50000}}{(1-0,8158) \cdot 0,15 \cdot 190,01} = 5,99 \mu\text{F}$$

$$C_{1_{min}}^{(2)} = \frac{2,3636 \cdot 0,8158 \cdot \frac{1}{50000}}{0,15 \cdot 190,01} = 1,35 \mu\text{F}$$

$$C_{1_{min}} = 5,99 \mu\text{F}$$

$$C_{2_{min}} = \frac{2,3636 \cdot 0,8158 \cdot \frac{1}{50000}}{0,05 \cdot 155} = 4,98 \mu\text{F}$$

### Capacitor de Entrada e Indutor da Rede

$$C_{in} = \frac{260}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 60 \cdot 35 \cdot 0,15 \cdot 35} = 1,88 \text{ mF}$$

$$L_g = \frac{100}{(2 \cdot \pi \cdot 50000)^2 \cdot 4,98 \cdot 10^{-6}} = 203,46 \text{ } \mu\text{H}$$

## 6.2 Simulação para o Inversor Isolado da Rede

Com os parâmetros calculados acima, escolheu-se o valor de cada componente como:

$$C_{in} = 3 \text{ mF}$$

$$L_1 = 100 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_2 = 150 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_1 = 7 \text{ } \mu\text{F}$$

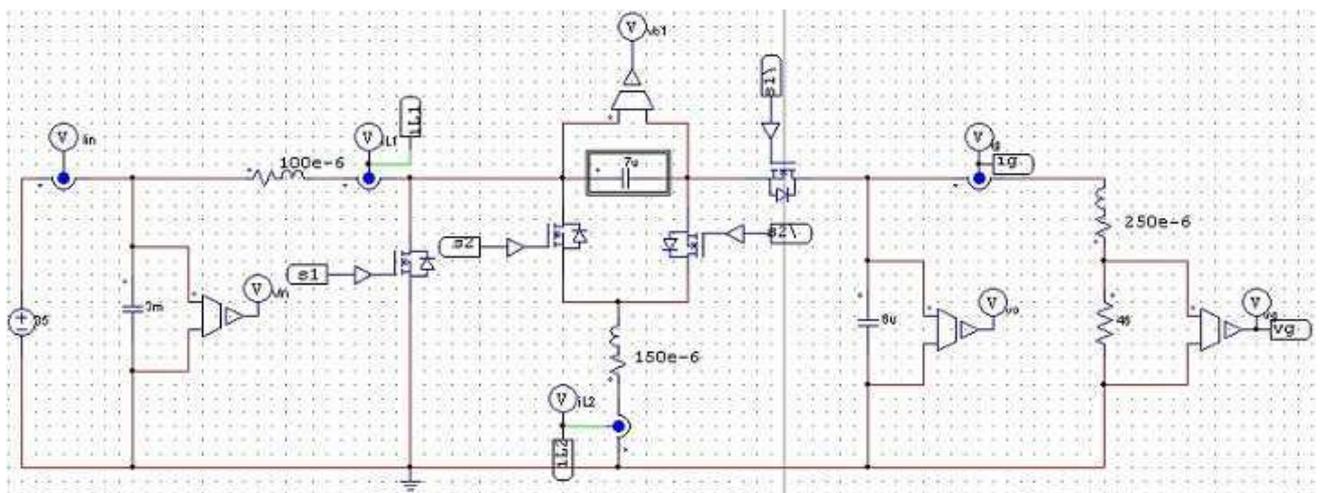
$$C_2 = 6 \text{ } \mu\text{F}$$

$$L_g = 250 \text{ } \mu\text{H}$$

$$R = 46 \text{ } \Omega$$

Montou-se o inversor no caso isolado da rede na área de trabalho do *PowerSim* como pode ser visto na Figura 38.

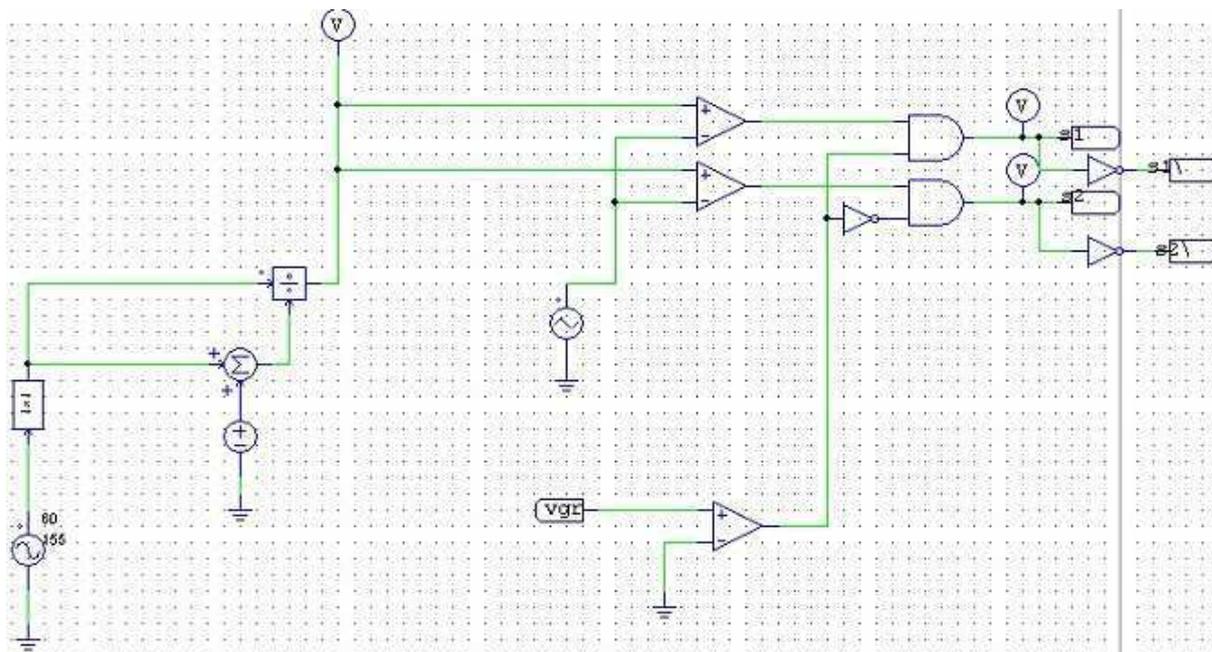
Figura 38 – Inversor Buck-Boost proposto no ambiente *PowerSim*



Fonte: o próprio autor

O circuito para gerar os PWM para as chaves do inversor é mostrado na Figura 39.

Utilizou-se a comparação da onda triangular com 1V de amplitude e 50kHz de frequência com a senóide modulante de 155V de pico com frequência de 60Hz. Destaca-se

Figura 39 – Circuito gerador de PWM para as chaves do inversor no ambiente *PowerSim*

Fonte: o próprio autor

que, como o inversor possui dois modos de operação, foi-se necessário incluir uma lógica na saída do circuito como pode ser visto na Figura 40. Aqui, adicionou-se um comparador e portas AND de modo que fosse distinguido a polaridade da saída do inversor.

As saídas s1 e s2 do gerador de PWM são mostradas na Figura 41.

A tensão de saída, no capacitor 2, é mostrada na Figura 42. Vê-se que se trata de uma senóide. Realizou-se um *zoom* no valor de pico da senóide mostrada e constatou-se que o valor médio de pico da mesma é de aproximadamente 155V como pode ser visto na Figura 43.

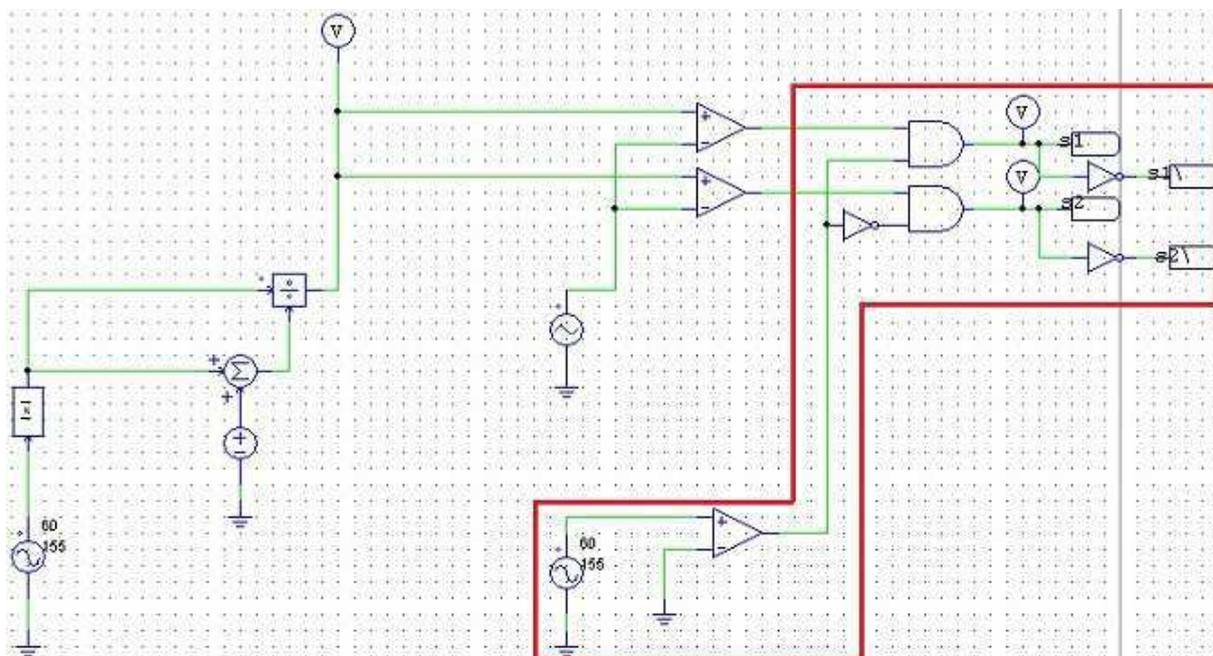
A frequência de tensão de saída é de aproximadamente 60Hz como pode ser visto na Figura 44.

A Distorção Harmônica Total (THD) da tensão de saída foi de 2,61% como pode ser visto na Figura 45.

As correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  são mostradas na Figura 46.

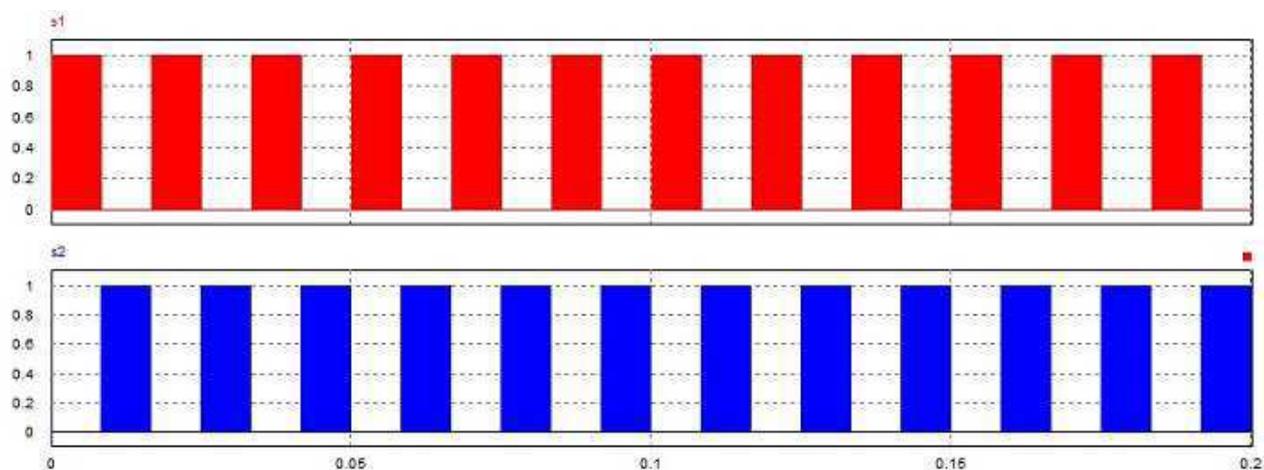
Após realizar-se um *zoom* no valor de pico das correntes nos indutores, obteve-se as Figuras 47 e 48. Pela Figura 47, percebe-se que o valor médio de pico em  $L_1$  é de aproximadamente 14,80A e que o *ripple* de corrente é de aproximadamente 38% (oscilando entre 12,4A e 18A), diferença existente devido ao aumento do valor da indutância de  $L_1$ . Pela Figura 48, nota-se que o valor médio de pico em  $L_2$  é de aproximadamente 19A, diferente do valor previsto de 18,1471A. Vê-se, também que o *ripple* da corrente é

Figura 40 – Lógica implementada na saída do gerador de PWM para as chaves do inversor no ambiente *PowerSim*



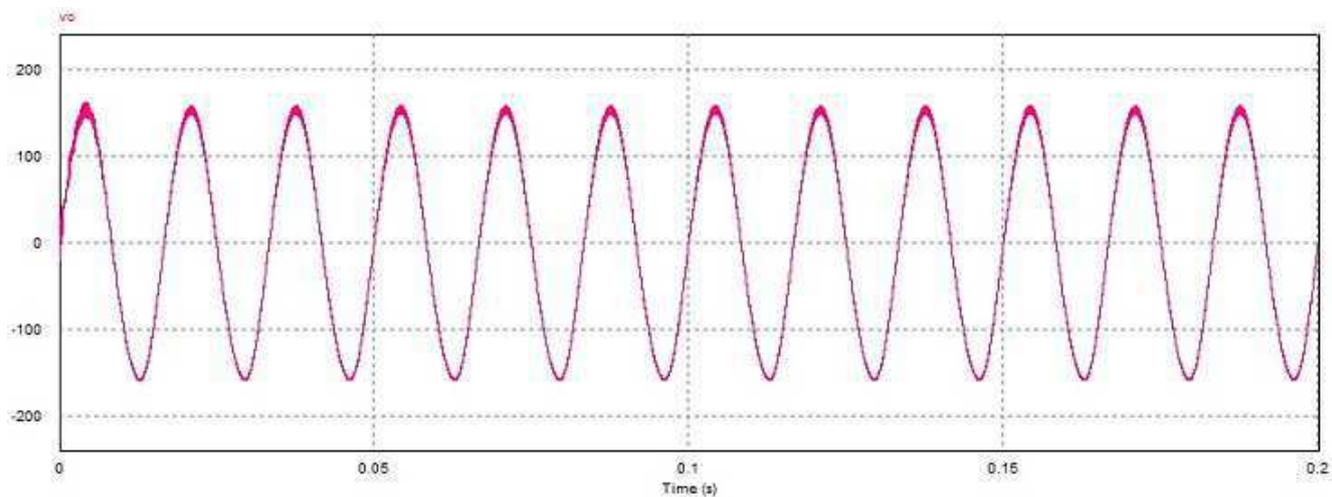
Fonte: o próprio autor

Figura 41 – Saídas do gerador de PWM para as chaves do inversor no ambiente *PowerSim*



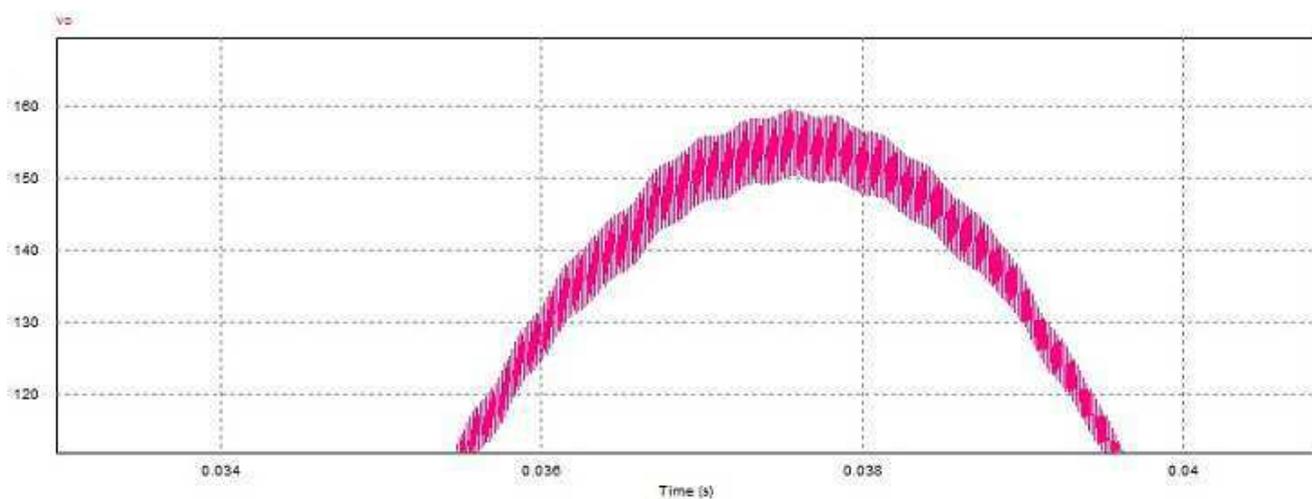
Fonte: o próprio autor

Figura 42 – Tensão de saída do inversor proposto no ambiente *PowerSim*



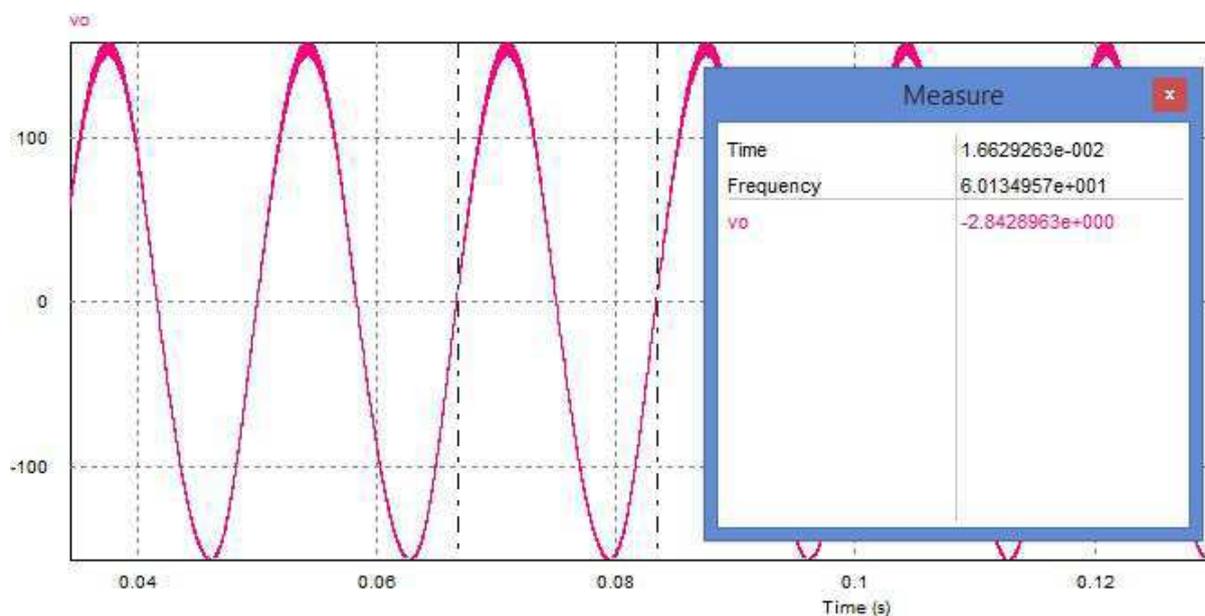
Fonte: o próprio autor

Figura 43 – *Zoom* no pico da tensão de saída do inversor proposto no ambiente *PowerSim*



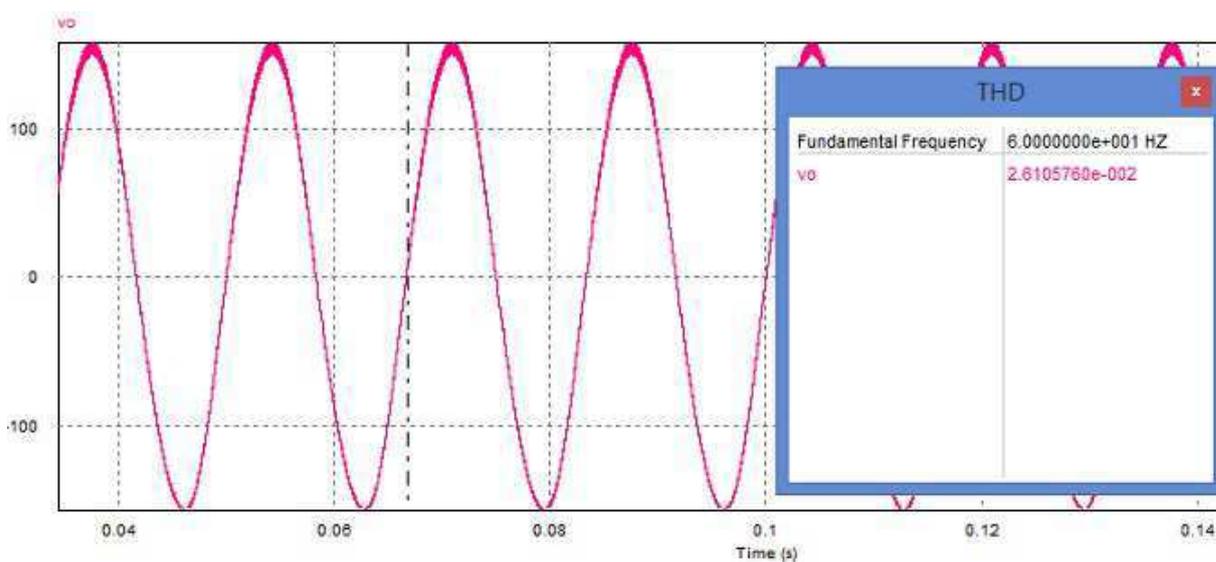
Fonte: o próprio autor

Figura 44 – Frequência da tensão de saída do inversor proposto no ambiente *PowerSim*

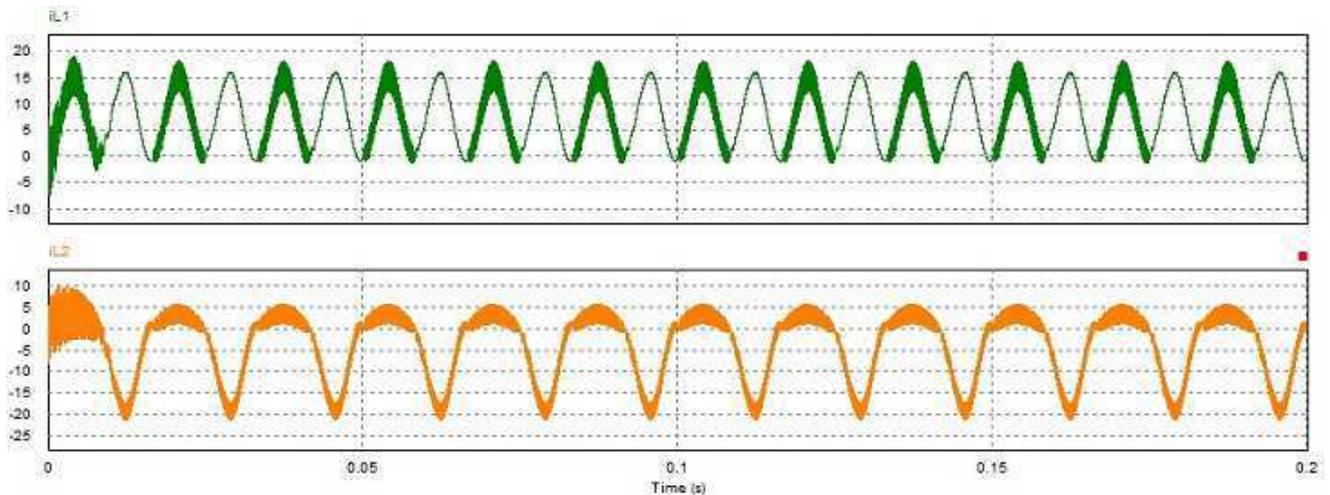


Fonte: o próprio autor

Figura 45 – Distorção harmônica total da tensão de saída do inversor proposto no ambiente *PowerSim*

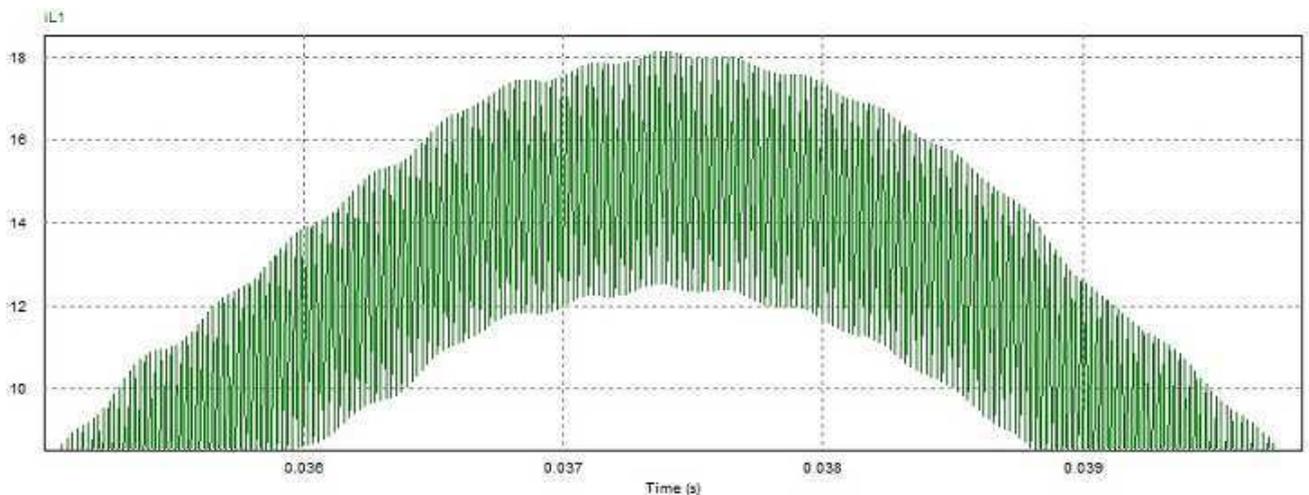


Fonte: o próprio autor

Figura 46 – Correntes nos indutores 1 e 2 do inversor proposto no ambiente *PowerSim*

Fonte: o próprio autor

de aproximadamente 20% (oscilando entre 17,3A e 21A), diferença existente devido ao aumento do valor da indutância de  $L_2$ .

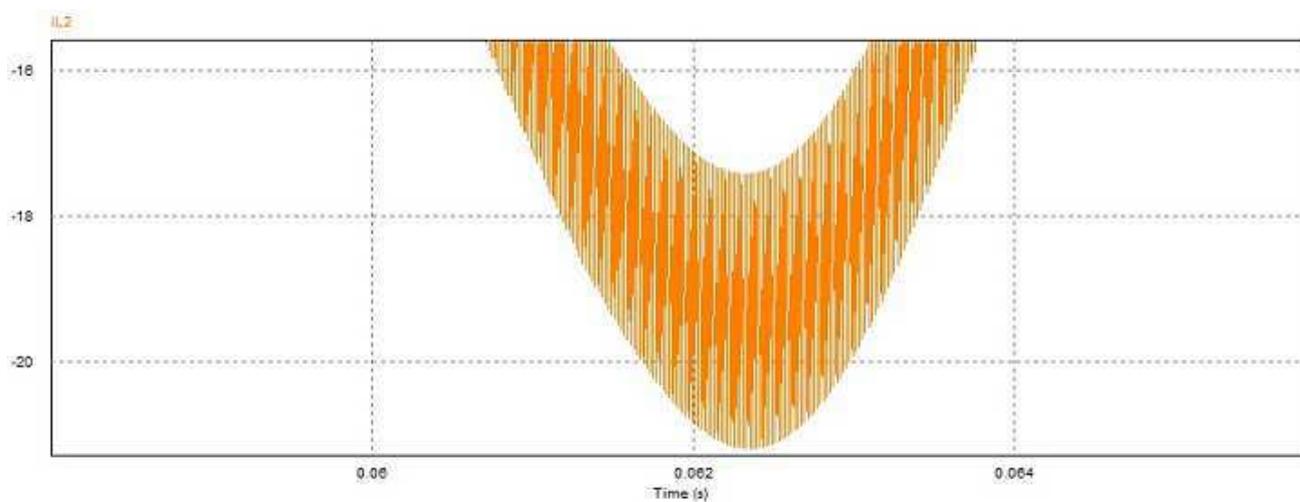
Figura 47 – *Zoom* no pico da corrente no indutor 1 do inversor proposto no ambiente *PowerSim*

Fonte: o próprio autor

A tensão no capacitor  $C_1$  pode ser vista na Figura 49. Realizando-se um *zoom* no valor de pico da tensão em questão (Figura 50), percebe-se que o valor médio de pico é de aproximadamente 192V, diferente do valor de 190V anteriormente calculado. Também nota-se que o *ripple* de tensão nesse capacitor é de aproximadamente

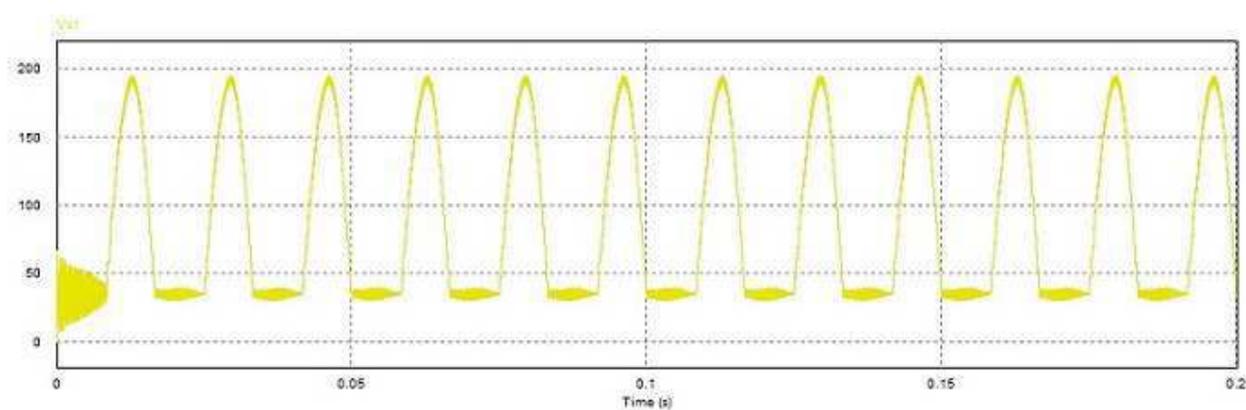
A potência média de saída do circuito foi de aproximadamente 260W como pode ser visto na Figura 51.

Figura 48 – Zoom no pico da corrente no indutor 2 do inversor proposto no ambiente *PowerSim*



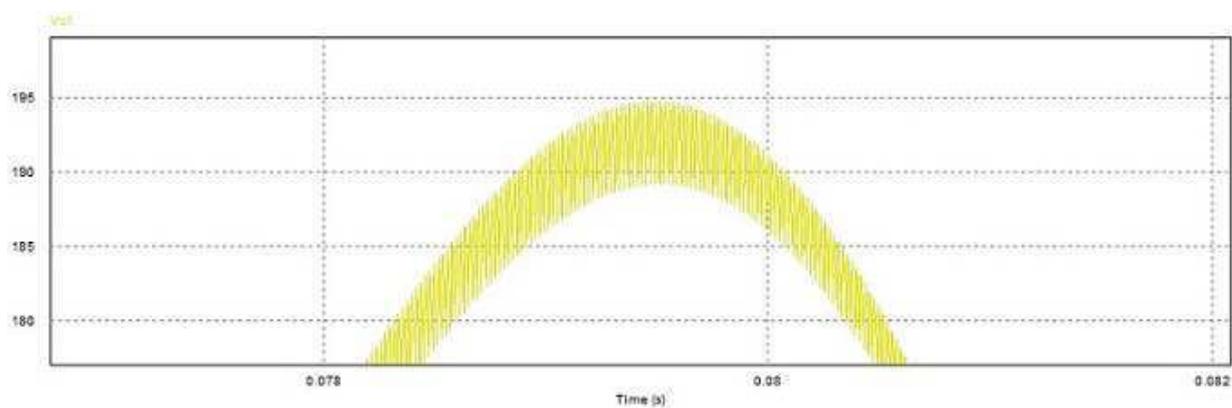
Fonte: o próprio autor

Figura 49 – Tensão no capacitor 1 do inversor proposto no ambiente *PowerSim*

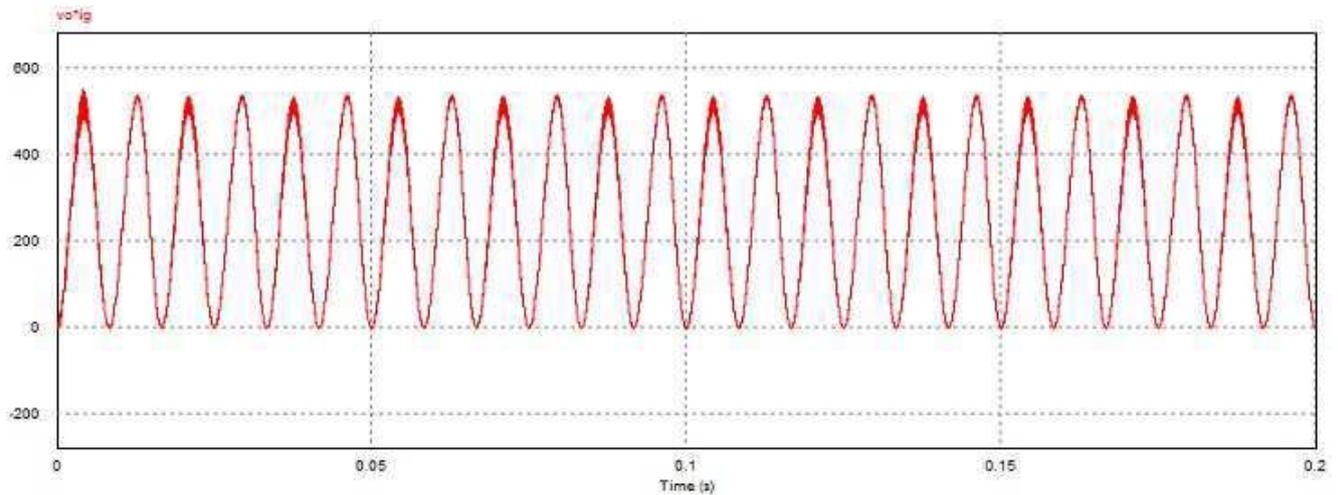


Fonte: o próprio autor

Figura 50 – Zoom no pico da tensão no capacitor 1 do inversor proposto no ambiente *PowerSim*



Fonte: o próprio autor

Figura 51 – Potência de saída do inversor proposto no ambiente *PowerSim*

Fonte: o próprio autor

### 6.3 Resultados Experimentais

Para a montagem do inversor em laboratório, utilizou-se os seguintes parâmetros:

- $V_{in} = 12 \text{ V}$ ;
- $V_{out} = 35 \text{ V}$
- $P = 5 \text{ W}$ ;
- $f = 60 \text{ Hz}$ ;
- $f_s = 50 \text{ kHz}$ .

Desse modo, garantiu-se correntes menores nos indutores de modo a facilitar a aquisição de componentes para o circuito.

O ciclo de trabalho pode ser calculado como:

$$D = \frac{35}{\frac{35}{\sqrt{2}} + 12} = 0,6734$$

Já o ciclo de trabalho máximo esperado para esse inversor é:

$$D_{m\acute{a}x} = \frac{35}{35 + 12} = 0,7446$$

A corrente de saída esperada é:

$$I_o = \frac{5}{\frac{35}{\sqrt{2}}} = 0,202 \text{ A (RMS)}$$

Visto que a corrente de saída é senoidal, seu valor de pico é:

$$I_o = \frac{260}{110} \cdot 2 = 0,2857 \text{ A (pico)}$$

A carga na saída do inversor é:

$$R = \frac{V_o^2}{2P} = \frac{35^2}{2 \cdot 5} = 122,5 \Omega$$

### Modo 1

Tem-se que os valores médios das grandezas do inversor para o modo de operação 1, são:

$$V_1^{(1)} = 12 \text{ V}$$

$$V_2^{(1)} = 155 \text{ V (pico)}$$

$$I_1^{(1)} = \frac{0,202 \cdot 0,6734}{1-0,6734} = 0,4165 \text{ A}$$

$$I_{1m\acute{a}x}^{(1)} = \frac{I_{om\acute{a}x} \cdot D_{m\acute{a}x}}{1-D_{m\acute{a}x}} = \frac{0,2857 \cdot 0,7446}{1-0,7446} = 0,8329 \text{ A}$$

$$I_2^{(1)} = 0,202 \text{ A}$$

$$I_{2m\acute{a}x}^{(1)} = I_{om\acute{a}x} = 0,2857 \text{ A}$$

### Modo 2

Tem-se que os valores médios das grandezas do inversor para o modo de operação 2, são:

$$V_1^{(2)} = \frac{12}{1-0,6734} = 36,74 \text{ V}$$

$$V_{1m\acute{a}x}^{(2)} = \frac{12}{1-0,7446} = 46,98 \text{ V}$$

$$V_2^{(2)} = -35 \text{ V (pico)}$$

$$I_1^{(2)} = \frac{-(-0,202) \cdot 0,6734}{1-0,6734} = 0,4165 \text{ A}$$

$$I_{1m\acute{a}x}^{(2)} = \frac{-I_{om\acute{a}x} \cdot D_{m\acute{a}x}}{1-D_{m\acute{a}x}} = \frac{-(-0,2857) \cdot 0,7446}{1-0,7446} = 0,8329 \text{ A}$$

$$I_2^{(2)} = \frac{-0,202}{1-0,6734} = -0,6185 \text{ A}$$

$$I_{2m\acute{a}x}^{(2)} = \frac{-0,2857}{1-0,7446} = -1,1186 \text{ A}$$

### Indutores

Considerou-se o ripple das correntes no indutor  $L_1$  como 50% e do indutor  $L_2$  como 30% das correntes de pico média em cada um. Desse modo, tem-se que:

$$L_{1min} = \frac{12 \cdot 0,7446 \cdot \frac{1}{50000}}{0,5 \cdot 0,8329} = 429,11 \mu\text{H}$$

$$L_{2min} = \frac{12 \cdot 0,7446 \cdot \frac{1}{50000}}{0,3 \cdot 1,1186} = 532,52 \mu\text{H}$$

### Capacitores

Considerou-se o ripple da tensão no capacitor  $C_1$  como 15% e do capacitor  $C_2$  como 5% das tensões de pico média em cada um. Desse modo, tem-se que:

$$C_{1_{min}}^{(1)} = \frac{0,202 \cdot 0,7446^2 \cdot \frac{1}{50000}}{(1-0,7446) \cdot 0,15 \cdot 46,98} = 1,24 \mu\text{F}$$

$$C_{1_{min}}^{(2)} = \frac{0,202 \cdot 0,7446 \cdot \frac{1}{50000}}{0,15 \cdot 46,98} = 0,43 \mu\text{F}$$

$$C_{1_{min}} = 1,24 \mu\text{F}$$

$$C_{2_{min}} = \frac{0,202 \cdot 0,7446 \cdot \frac{1}{50000}}{0,05 \cdot 35} = 1,72 \mu\text{F}$$

### Capacitor de Entrada e Indutor da Rede

$$C_{in} = \frac{5}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 60 \cdot 12 \cdot 0,05 \cdot 12} = 0,92 \text{ mF}$$

$$L_g = \frac{100}{(2 \cdot \pi \cdot 50000)^2 \cdot 1,72 \cdot 10^{-6}} = 589,07 \mu\text{H}$$

Com os parâmetros calculados acima, escolheu-se o valor de cada componente como:

$$C_{in} = 2,35 \text{ mF}$$

$$L_1 = 500 \mu\text{H}$$

$$L_2 = 800 \mu\text{H}$$

$$C_1 = 2,2 \mu\text{F}$$

$$C_2 = 3 \mu\text{F}$$

$$L_g = 800 \mu\text{H}$$

$$R = 122 \Omega$$

O circuito montado em laboratório pode ser visto na Figura 52.

Devido à limitações do hardware do gerador de PWM não foi possível testar o circuito com os parâmetros previamente planejados. Realizou-se testes para uma frequência de chaveamento de 20 kHz e com uma tensão de entrada de 16V. A Figura 53 mostra a tensão de saída do inversor.

A corrente no indutor  $L_1$  pode ser vista em verde na Figura 54.

A tensão no capacitor  $C_1$  pode ser vista em azul na Figura 55.

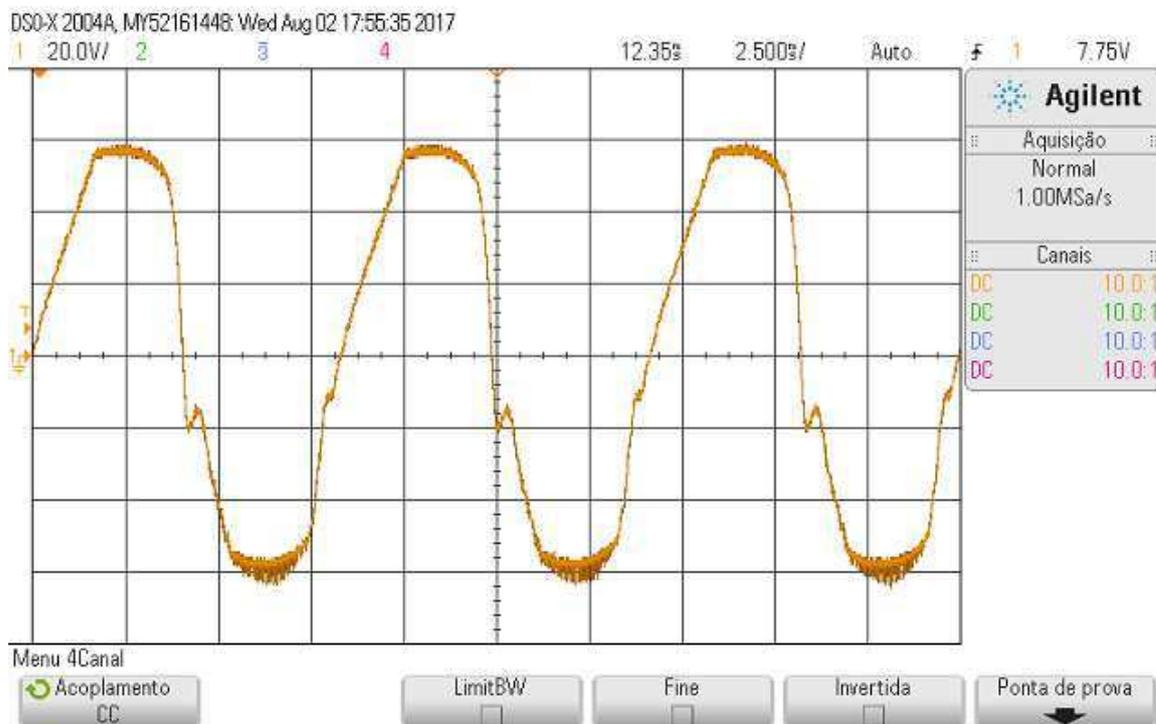
Com os resultados obtidos, vê-se que o inversor não operou do modo mais excelente, devido às mudanças de parâmetros, contudo, mostrou-se próximo dos resultados esperados.

Figura 52 – Protótipo do inversor proposto confeccionado em laboratório



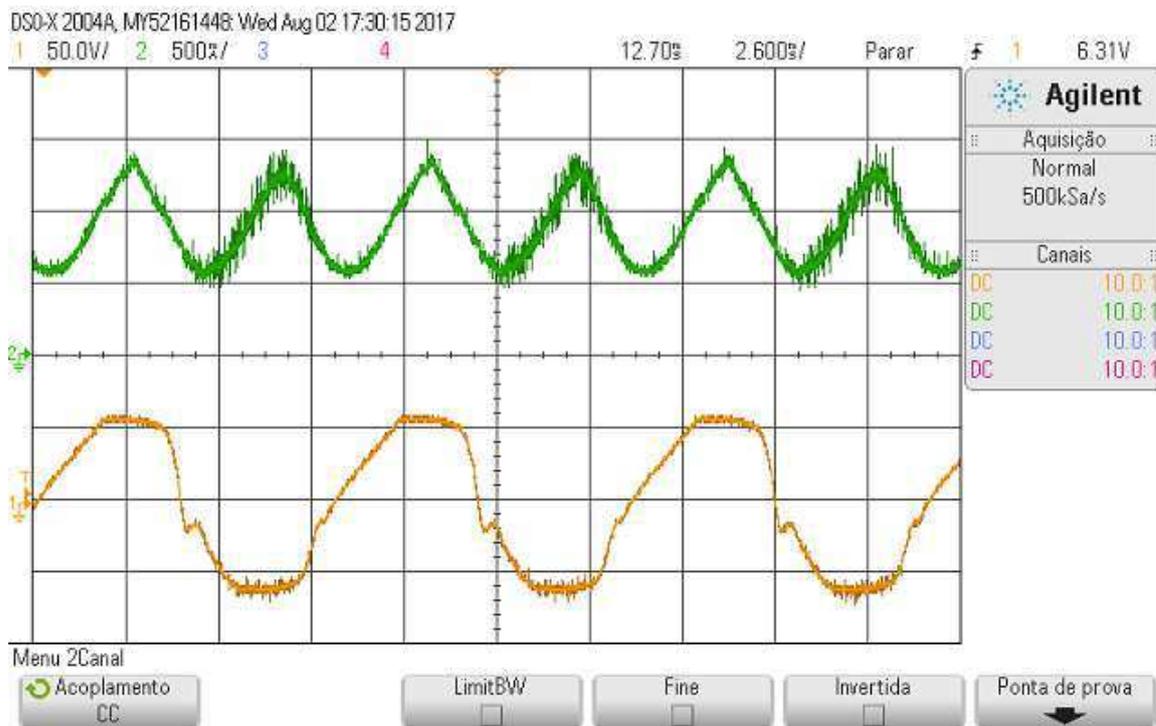
Fonte: o próprio autor

Figura 53 – Tensão de saída do inversor montado em laboratório



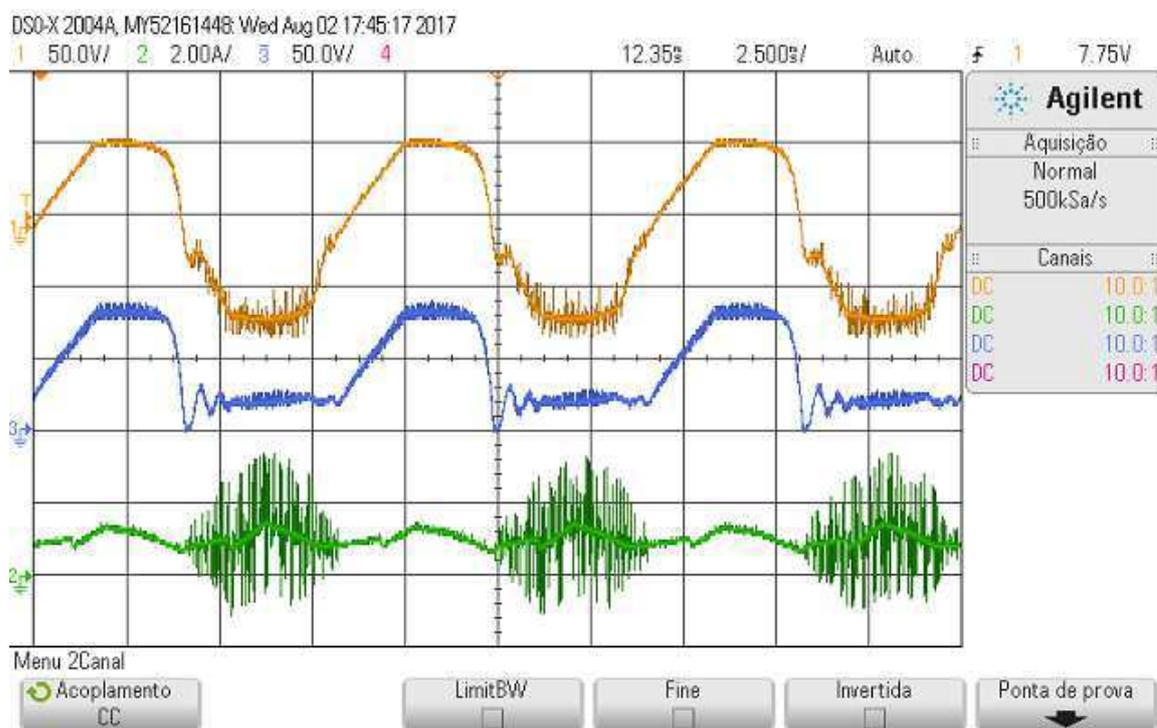
Fonte: o próprio autor

Figura 54 – Tensão de saída e corrente no indutor  $L_1$  do inversor montado em laboratório



Fonte: o próprio autor

Figura 55 – Tensão de saída, corrente no indutor  $L_1$  e tensão no capacitor  $C_1$  do inversor montado em laboratório



Fonte: o próprio autor

## 7 CONCLUSÃO

Foram vistos os principais componentes de um sistema fotovoltaico conectado à rede. Deste, destacou-se o inversor e seu papel fundamental no sistema como um todo. Também, fez-se uma breve revisão acerca dos conversores CC-CC Buck-Boost. O inversor proposto teve seu funcionamento e principais parâmetros mostrados. O dimensionamento desses parâmetros permitiu a simulação no ambiente *PowerSim*.

O inversor proposto mostrou-se eficiente nos resultados apresentados na simulação em malha aberta. Destaca-se a distorção harmônica total da tensão de saída como um valor aceitável. Diante do exposto, vê-se que a corrente nos indutores tem *ripples* consideravelmente grandes, sendo um ponto negativo com relação ao inversor proposto. Com relação ao inversor conectado à rede, não foram obtidos resultados concernentes a este caso, não sendo possível avaliar seu desempenho nesta situação.

Desse modo, o estudo concernente à outras tipologias que possam apresentar resultados melhores torna-se objetivo a ser alcançado no futuro.

# REFERÊNCIAS

- BASCOPÉ, R. P. T. Electronic circuit stand-alone wind energy conversion system. 2011. Citado na página 44.
- CARNEIRO, J. Electromagnetismo b - módulos fotovoltaicos - características e associações. 2010. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.
- HART, D. W. *Power Electronics*. Primeira edição. [S.l.: s.n.], 2011. Citado na página 39.
- MOHAN, N. *Power Electronics - Converters, Applications and Design*. Segunda edição. [S.l.]: John Wiley and Sons, 1995. Citado na página 37.
- PINHO, J. T. *Manual de Engenharia Fotovoltaica*. [S.l.]: CEPEL - CRESESB, 2014. Citado 15 vezes nas páginas 20, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 33, 34, 35 e 36.
- SENSARMA, P. A four-switch single-stage single-phase buck-boost inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016. Citado na página 52.
- WU, C.-J. Temperature effects on the magnetic properties of silicon-steel sheets using standardized toroidal frame. 2014. Citado na página 42.