



UNIVERSIDADE SÃO FRANCISCO
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**CIRCUITO MICROINVERSOR APLICADO A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS
AUTÔNOMOS**

por

BRUNO CÉSAR GUIRAU
FILIFE PINHEIRO MARCATO
WALTER CLAUDIO PEREIRA MACENA

JOÃO HERMES CLERICI, Prof. Me.
Orientador

GERALDO PERES CAIXETA, Prof. Dr.
Co-orientador

Campinas (SP), novembro de 2015



UNIVERSIDADE SÃO FRANCISCO
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**CIRCUITO MICROINVERSOR APLICADO A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS
AUTÔNOMOS**

Área de Energia Elétrica

por

BRUNO CÉSAR GUIRAU
FILIFE PINHEIRO MARCATO
WALTER CLAUDIO PEREIRA MACENA

Relatório apresentado à Banca Examinadora do
Trabalho de Conclusão do Curso de Engenharia
Elétrica para análise e aprovação.
Orientador: Prof. Me. João Hermes Clerici

Campinas (SP), novembro de 2015

TERMO DE APROVAÇÃO

**BRUNO CÉSAR GUIRAU
FILIPE PINHEIRO MARCATO
WALTER CLAUDIO PEREIRA MACENA**

CIRCUITO MICROINVERSOR APLICADO A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS AUTÔNOMOS

Trabalho de Conclusão de Curso aprovado como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica pela Universidade São Francisco – USF.

BANCA EXAMINADORA

**Prof. Me. João Hermes Clerici
Orientador**

**Prof. Fernando Storto
Banca 1**

**Prof. Me. João Henrique Silva
Banca 2**

Campinas (SP), novembro de 2015

SUMÁRIO

LISTA DE ABREVIATURAS.....	vi
LISTA DE FIGURAS.....	vii
LISTA DE TABELAS.....	viii
LISTA DE SÍMBOLOS.....	ix
RESUMO.....	x
ABSTRACT.....	xi
1. INTRODUÇÃO.....	1
1.1. OBJETIVOS.....	2
1.1.1. Objetivo Geral.....	2
1.1.2. Objetivos Específicos.....	3
1.2. METODOLOGIA.....	4
1.3. ESTRUTURA DO TRABALHO.....	5
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	6
2.1. ANÁLISE DAS PLACAS SOLARES (TIPOS E APLICAÇÃO).....	6
2.1.1. Histórico.....	6
2.1.2. Princípios e Características Elétricas.....	7
2.1.3. Tipos.....	11
2.2. MPPT (<i>MAXIMUM POWER POINT TRACKING</i>).....	12
2.2.1. Método da Perturbação e Observação (P&O).....	13
2.3. CONVERSOR CC-CC <i>BUCK</i>.....	14
2.4. CONVERSOR CC-CC <i>BOOST</i>.....	16
2.5. SPWM – MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSOS SENOIDAL.....	18
3. PROJETO E ANÁLISE DO CIRCUITO.....	19
3.1. NÍVEIS DE RADIAÇÃO SOLAR.....	19
3.2. DETERMINAÇÃO DO CONSUMO.....	20
3.3. VISÃO GERAL DO SISTEMA.....	21
3.4. MÓDULO FOTOVOLTAICO.....	22
3.5. DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO.....	24
3.5.1. Modelo da bateria.....	25
3.6. CONVERSOR CC-CC <i>BUCK</i>.....	26
3.6.1. Funcionamento.....	26
3.6.2. Cálculos Preliminares.....	26
3.6.3. Cálculo do indutor.....	27
3.6.4. Cálculo do capacitor.....	27
3.7. CONVERSOR CC-CC <i>BOOST</i>.....	28
3.7.1. Funcionamento.....	28
3.7.2. Cálculos Preliminares.....	30

3.7.3. Cálculo do indutor	32
3.7.4. Cálculo do capacitor	33
3.8. INVERSOR CC-CA	34
3.8.1. Funcionamento	34
3.8.2. Cálculos Preliminares	34
3.8.3. Cálculo do Filtro de Saída	36
3.9. RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA - MPPT	40
3.10. CONTROLE DE TENSÃO EM MALHA FECHADA	41
3.10.1. Funcionamento	41
3.10.2. Sintonia do Controlador PI	42
4. SIMULAÇÃO DO CIRCUITO E RESULTADOS	46
4.1. MÓDULO FOTOVOLTAICO	46
4.2. BATERIA	47
4.2.1. Carga	47
4.2.2. Descarga	48
4.3. MPPT	49
4.4. PONTE H	50
4.5. FILTRO LC	51
4.6. TENSÃO NA CARGA	52
4.6.1. Carga Resistiva	52
4.6.2. Carga Reativa	54
4.7. DISTORÇÃO HARMÔNICA	55
4.8. FATOR DE POTÊNCIA	55
5. CONSIDERAÇÕES FINAIS	57
5.1. CONCLUSÕES GERAIS	57
5.2. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	58
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	59
APÊNDICE A – CIRCUITO FINAL SIMULADO	64
APÊNDICE B – ALGORITMO MPPT P&O (LINGUAGEM C)	65
ANEXO 1 – DATASHEET DO MÓDULO FOTOVOLTAICO	66
ANEXO 2 – DATASHEET DA BATERIA	67

LISTA DE ABREVIATURAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CEPEL	Centro de Pesquisas de Energia Elétrica
CRESESB	Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito
FF	Fator de Forma
HSP	Horas de Sol Pleno
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
MIGDI	Microssistema Isolado de Geração e Distribuição de Energia Elétrica
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
P&O	Perturbação e Observação
PI	Proporcional-Integral
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Metodologia de pesquisa.	4
Figura 2. Edmond Becquerel.....	6
Figura 3. Curva de Corrente x Tensão (I x V).	8
Figura 4. Curva de potência x tensão para célula de silício (P x V).	9
Figura 5. Modelo equivalente do painel fotovoltaico.	10
Figura 6. Diagrama geral do algoritmo convencional de perturbação e observação (P&O).	13
Figura 7. Diagrama elétrico do conversor <i>buck</i>	14
Figura 8. Principais formas de ondas do conversor <i>buck</i>	15
Figura 9. Forma de onda da tensão sobre o diodo.....	16
Figura 10. Diagrama elétrico do conversor <i>boost</i>	16
Figura 11. Principais formas de ondas do conversor <i>boost</i>	17
Figura 12. Forma de onda da tensão sobre o indutor.	17
Figura 13. Formas de onda de um inversor SPWM.	18
Figura 14. Comparação da radiação solar no plano horizontal vs. plano inclinado.....	20
Figura 15. Visão geral do circuito proposto.	21
Figura 16. Exemplo de perfis de radiação solar diária com valores equivalentes de HSP.	22
Figura 17. Região de sobremodulação.	35
Figura 18. Modulação senoidal.	36
Figura 19. Sinal modulado no domínio da frequência.	37
Figura 20. Filtro LC de saída do inversor.	37
Figura 21. Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.	42
Figura 22. Ajuste da ação proporcional + integral.	43
Figura 23. Sintonia do controlador PI – Tentativa sistemática.	45
Figura 24. Dados para simulação do módulo solar CS6P-260.....	46
Figura 25. Simulação de variação da radiação solar – 400, 600, 1000 e 1300[W/m ²].	47
Figura 26. Tensão e corrente durante o carregamento da bateria.....	48
Figura 27. Tensão e corrente durante o descarregamento da bateria.	48
Figura 28. Simulação do circuito com MPPT.	49
Figura 29. Simulação do circuito sem MPPT.	50
Figura 30. Chaveamento dos MOSFETs.....	50
Figura 31. Diagrama de Bode – Filtro LC.	51
Figura 32. Tensão de saída no domínio da frequência.	51
Figura 33. Tensão de saída (carga resistiva) sem o controlador PI.....	52
Figura 34. Tensão de saída (carga resistiva) com o controlador PI.	53
Figura 35. Tensão de saída (carga reativa) com o controlador PI.....	54

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Radiação diária média no plano inclinado para cidade de Campinas-SP.....	19
Tabela 2 – Consumo estimado do sistema.	20
Tabela 3 – Parâmetros para dimensionamento do sistema fotovoltaico.	23
Tabela 4 – Dados técnicos do módulo fotovoltaico CS6P-260 da CANADIAN SOLAR®.	24
Tabela 5 – Parâmetros de projeto do conversor <i>buck</i>	27
Tabela 6 – Parâmetros de projeto do primeiro estágio do conversor <i>boost</i>	32
Tabela 7 – Parâmetros de projeto do segundo estágio do conversor <i>boost</i>	32
Tabela 8 – Relação carga (%) x distorção harmônica total (THD).....	55
Tabela 9 – Relação fator de potência x distorção harmônica total (THD).....	56

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔI_L	<i>Ripple</i> estimado no indutor
$C_{diário}$	Consumo diário
I_0	Corrente reversa de saturação do diodo
$I_{diário}$	Consumo diário de corrente
$I_{diário_cor}$	Consumo diário de corrente corrigido
I_{mp}	Corrente de máxima potência
I_{ph}	Fonte de corrente do modelo fotovoltaico
I_{sc}	Corrente de curto circuito
I_{total}	Consumo de corrente total
P_{min_cor}	Potência mínima corrigida
P_{max}	Potência máxima nominal
P_{min}	Potência mínima
P_{out}	Potência de saída
R_p	Resistência na superfície do módulo fotovoltaico
R_s	Resistência intrínseca do material semiconductor
R_{serie}	Resistência série do modelo da bateria
T_{OFF}	Tempo da chave desligada
T_{ON}	Tempo da chave ligada
V_D	Tensão no diodo
V_T	Tensão térmica do painel com n células em paralelo
V_{bat_aberta}	Tensão da bateria sem carga conectada
$V_{bat_fechada}$	Tensão da bateria com carga conectada
V_{in}	Tensão de entrada
V_{mp}	Tensão de máxima potência
V_{oc}	Tensão de circuito aberto
V_{out}	Tensão de saída
V_{sc}	Tensão de curto circuito
V_{sen}	Amplitude do sinal modulante
V_{tri}	Amplitude da portadora
f_s	Frequência de chaveamento da chave <i>buck/boost</i>
m_a	Taxa de modulação de amplitude
m_f	Taxa de modulação de frequência
η_{bat}	Eficiência do banco de baterias
η_{conv}	Eficiência do conversor
η_{fio}	Eficiência da fiação
η_{inv}	Eficiência do inversor
a	Fator de idealidade do diodo
j	Operador imaginário
q	Carga do elétron
s	Operador de Laplace
ω	Frequência angular

RESUMO

GUIRAU, G.; MACENA, W.; MARCATO, F. **Circuito Microinversor Aplicado a Sistemas Fotovoltaicos Autônomos**. Campinas, 2015. 77f. Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade São Francisco, Campinas, 2015.

Este trabalho é uma contribuição ao estudo dos microinversores monofásicos para sistemas fotovoltaicos autônomos. O objetivo principal da pesquisa é apresentar o projeto, simulação e os resultados de um microinversor eletrônico que converte a energia proveniente de um módulo fotovoltaico para a rede elétrica isolada, além de poder armazená-la em um banco de baterias. Um exemplo de aplicação são residências que não possuem acesso à rede de distribuição de energia elétrica. Para o controle da tensão de saída, é proposta uma topologia de controle baseada no controlador do tipo PI (Proporcional-Integral).

São apresentados estudos teóricos e resultados provenientes das simulações sobre módulos fotovoltaicos, baterias, sobre o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência, sobre o estágio de conversão CC-CA, filtros e distorção harmônica total (THD).

Palavras-chave: microinversor. energia solar fotovoltaica. conversores CC. eletrônica de potência. THD.

ABSTRACT

This work is a contribution to the study of single-phase micro-inverters for off-grid photovoltaic system. The main objective of the research is to present the design, simulation and the results of an electronic micro-inverter that converts energy from a photovoltaic module to the isolated grid, besides store it in a battery bank. An application example is households without access to the electricity distribution network. For controlling the output voltage, a control topology based on the type of PI controller (Proportional-Integral) is proposed.

They present theoretical studies and result from simulations of PV modules, batteries, maximum power point track algorithm, on the DC-AC conversion stage, filters and total harmonic distortion (THD).

Keywords: *micro-inverter. photovoltaic solar energy. DC converters. power electronics. THD.*

1. INTRODUÇÃO

O interesse por fontes alternativas de energia elétrica deve-se, basicamente, a dois fatores: futura escassez de fontes não renováveis de energia e o esperado aumento na demanda de energia global. Diante desse aspecto é preciso diferenciar fontes renováveis e não renováveis de energia. As fontes não renováveis de energia são aquelas que não permitem uma reposição (pelo menos não em um período inferior a milhões de anos) daquilo que é utilizado para o aproveitamento energético. A energia proveniente da fissão nuclear e dos combustíveis fósseis (petróleo, carvão e gás natural) são exemplos de fontes não renováveis de energia. Com a demanda mundial de energia aumentando a uma taxa exponencial (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, 2014), a busca por outras fontes de energia que não sejam provenientes dos combustíveis fósseis se tornou uma realidade. Embora os combustíveis fósseis ofereçam uma solução temporária para esta crise de energia, causam a emissão de dióxido de carbono e outros gases do efeito estufa, que são prejudiciais ao meio ambiente. Por outro lado, as fontes renováveis correspondem aos métodos de aproveitamento de recursos naturais e que são naturalmente reabastecidos ao longo dos anos. São exemplos de fontes renováveis de energia: energia hidráulica, biomassa, energia eólica, energia geotérmica, energia do hidrogênio, e a energia solar.

Atualmente, diversas tecnologias inovadoras têm sido desenvolvidas para suprir a crescente demanda de energia, agravada ainda mais pela escassez dos recursos não renováveis e a degradação do meio ambiente. Em meio a essas tecnologias podemos destacar a área da eletrônica de potência principalmente para os sistemas que envolvem aplicações em baixa tensão. Tais dispositivos vêm sendo amplamente utilizados, pois promovem uma melhor resposta transitória além que menores perdas, garantindo assim, um maior desempenho e confiabilidade aos circuitos de conversão (POMILIO, 2013).

Isso abriu o caminho para a pesquisa sobre tecnologias em energias renováveis e outras pesquisas nas áreas de eletrônica de potência e, conseqüentemente, o custo de utilização da energia renovável está cada vez menor. Uma dessas fontes de energia renovável, o sol, oferece energia ilimitada para o aproveitamento e, por isso mesmo, sistemas constituídos de módulos fotovoltaicos para geração de energia estão ganhando cada vez mais reconhecimento a cada dia que passa.

Os módulos fotovoltaicos compostos por várias células solares, que convertem a energia da luz solar diretamente em energia elétrica, produzem eletricidade devido a um processo físico

conhecido como o "efeito fotovoltaico" (MERTENS, 2014). A principal desvantagem com estes sistemas fotovoltaicos é que seu custo ainda é muito elevado em comparação com as fontes convencionais como os combustíveis fósseis, e sua eficiência também é baixa.

Dispositivos semicondutores de potência representam o coração da moderna eletrônica de potência, e estão sendo amplamente utilizados em conversores eletrônicos de potência na forma de uma matriz de ligar ou desligar interruptores, e ajudam a converter a energia de uma forma para outra. Existem quatro funções de conversões básicas que normalmente podem ser implementadas, tais como CA para CA, CA para CC, CC para CA e CC para CC. O microinversor pode ser considerado um equipamento da família dos conversores CC para CA. Ele converte a energia CC a uma tensão de saída CA simétrica em magnitude e frequência desejada.

Dentro dessa perspectiva de expansão do uso de dispositivos da eletrônica de potência, serão apresentados neste trabalho, circuitos desenvolvidos em softwares de simulação para a demonstração do seu comportamento em vários cenários. O presente trabalho apresenta os resultados obtidos sobre as pesquisas realizadas no campo da microgeração de energia, tendo como foco o desenvolvimento do circuito de interface entre o módulo fotovoltaico e o circuito de consumo – carga.

1.1. OBJETIVOS

1.1.1. Objetivo Geral

O objetivo principal deste trabalho é pesquisar e desenvolver um conversor eletrônico de potência elétrica para um sistema fotovoltaico de geração isolado da rede elétrica de distribuição (*off-grid*).

Trata-se de um conversor eletrônico de baixa potência elétrica que utiliza algumas das características do módulo fotovoltaico e que é responsável pela conexão desse módulo com o sistema de armazenamento e às cargas que trabalham com corrente alternada. Este conversor é comumente chamado de microinversor, termo que será utilizado neste trabalho para designar esta classe de equipamentos.

Por estar relacionado à eletrônica de potência, este trabalho vislumbra a verificação experimental dos conceitos pesquisados na literatura e posteriormente abordados no desenvolvimento do circuito que será simulado.

1.1.2. Objetivos Específicos

O resultado final pretendido é o projeto experimental de um microinversor eletrônico que processa a energia proveniente de um módulo fotovoltaico e faz a conexão deste dispositivo com a carga. Serão apresentados estudos teóricos e simulações sobre módulos fotovoltaicos, sobre a modelagem e o controle de conversores eletrônicos (CC-CC e CC-CA).

Podem-se resumir os objetivos deste trabalho como sendo:

- Formular e implementar a filosofia para chaveamento aplicado aos semicondutores do inversor, de forma que sejam confiáveis, de baixo custo e alta eficiência;
- Utilizar o software de simulação de eletrônica de potência PSIM® para simular os circuitos projetados com grande variedade de cenários e condições a fim de obter um projeto com desempenho otimizado;
- Comparar e analisar os resultados obtidos em simulações;
- Projetar um sistema autônomo monofásico de geração/conversão proposto a partir das recomendações normativas em vigência;
- Analisar e determinar os métodos de projeto para todos os controladores envolvidos no sistema;
- Projetar um circuito inversor sem transformador que ajudará a fornecer a tensão de saída senoidal pura CA enquanto maximiza a eficiência e reduz a distorção harmônica total (THD);
- Identificar possibilidades de melhoria do sistema proposto com relação às condições de alimentação da carga e da qualidade da energia;

1.2. METODOLOGIA

A metodologia utilizada no desenvolvimento deste trabalho está ilustrada no fluxograma da figura abaixo:

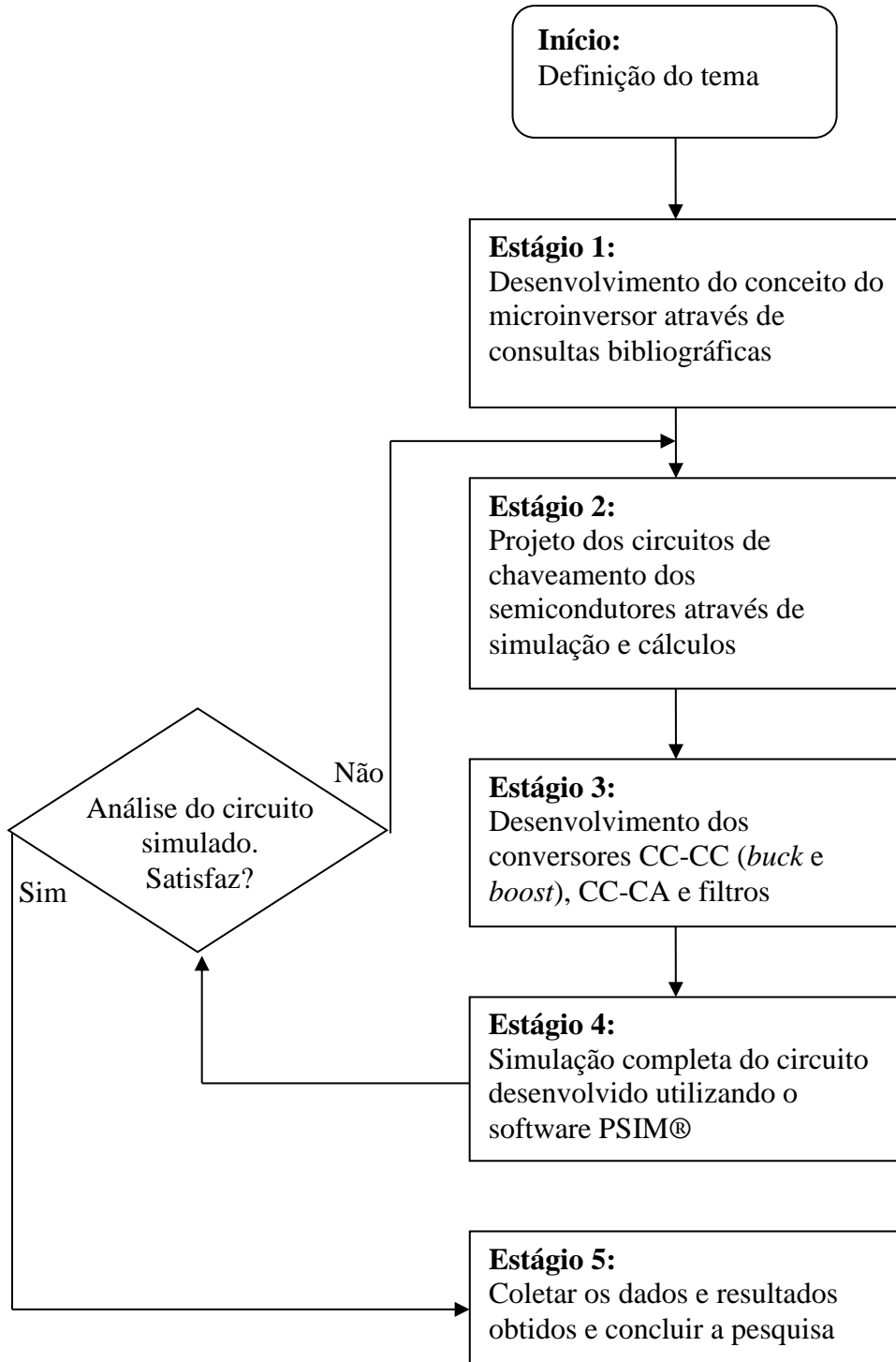


Figura 1. Metodologia de pesquisa.

Fonte: Elaborado pelos autores

1.3. ESTRUTURA DO TRABALHO

Buscando alcançar e cumprir integralmente os objetivos previamente estabelecidos, o texto deste trabalho está organizado em cinco capítulos, incluindo os capítulos de Introdução e de Conclusões Finais, além dos Apêndices e Anexos.

No Capítulo 2 é exposta, de uma forma genérica, a revisão bibliográfica sobre os fenômenos envolvidos na geração fotovoltaica, além das principais partes que compõem um sistema fotovoltaico isolado. Também são apresentados os modelos dos conversores utilizados neste trabalho.

Os cálculos dos componentes integrantes do circuito microinversor são descritos no Capítulo 3. Dimensiona-se também o arranjo solar fotovoltaico e o banco de baterias.

No Capítulo 4 é realizada a demonstração do funcionamento do circuito, e a partir dos resultados obtidos na simulação feita no software PSIM® faz-se a análise qualitativa e funcional do circuito proposto.

Por fim, o Capítulo 5 relata as principais conclusões obtidas no decurso do trabalho e nos resultados apresentados nos capítulos anteriores, acompanhadas de sugestões para possíveis trabalhos futuros.

A sequência dos capítulos e tópicos deste trabalho visa estimular no leitor uma gradativa e sólida compreensão a cerca do tema abordado.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1. ANÁLISE DAS PLACAS SOLARES (TIPOS E APLICAÇÃO)

2.1.1. Histórico

2.1.1.1. Interesse na energia fotovoltaica.

Desde os primórdios da civilização humana o sol sempre despertou fascínio, dada a sua dimensão, movimentação e principalmente energia. Afinal é graças a grande quantidade de energia liberada por essa grande estrela, através de processos químicos, que a vida na terra existe e se mantém até hoje. Nos últimos séculos o homem vem estudando formas de aproveitar melhor essa grande fonte de energia natural que atinge a terra quer queira ou não o ser humano. Hoje todo o desenvolvimento humano é sustentado por uma grande rede de geração e distribuição de energia elétrica, energia essa que é gerada das mais variáveis fontes como hidroelétrica, termonuclear, eólica, carvão e finalmente a fotovoltaica. Devido aos efeitos prejudiciais ao clima global e até mesmo ao esgotamento dos combustíveis fósseis, existe um grande apelo para ampliação das fontes de energias limpas como eólica e principalmente a fotovoltaica.

2.1.1.2. Ponto de partida

Os estudos para utilização da luz como fonte de energia elétrica tiveram início substancial em 1839, quando o físico Frances Edmond Becquerel observou a presença de uma tensão elétrica entre placas de platina ou prata, desde que essas fossem mergulhadas em um material eletrólito e expostas à luz.

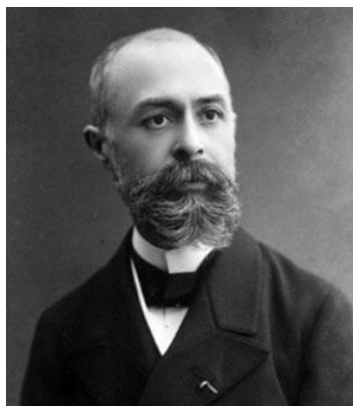


Figura 2. Edmond Becquerel

Fonte: (VIRTUAL MUSEUM, 2013)

2.1.1.3. Células Modernas

Desde a descoberta de Edmond em 1839, muitos avanços ocorreram, isso é graças a outros notáveis avanços científicos como o efeito fotoelétrico definido por Albert Einstein em 1905, bem como os avanços nos processos de dopagem e purificação, a grande capacidade de inovação de laboratórios como o Bell Labs, a corrida espacial, que praticamente obrigou o avanço dos painéis fotovoltaicos, dada a necessidade de obtenção de energia elétrica para os dispositivos no espaço e até mesmo crises de abastecimento de combustíveis fósseis como a ocorrida em 1973. Mas foi na década de 1990, iniciando com reunião de grandes lideranças na Conferência das Nações Unidas sobre o Meio Ambiente e o Desenvolvimento – Rio 92, seguindo boa parte das discussões internacionais sobre o clima e a necessidade de fontes alternativas que houve início as grandes estruturas.

2.1.2. Princípios e Características Elétricas

Pode-se definir a estrutura de conversão de energia solar em elétrica nos seguintes elementos (CARVALHO, 2012):

- Célula Fotovoltaica: elemento fotovoltaico capaz de gerar uma tensão da ordem de 0,6V quando expostas à radiação solar;
- Módulo Fotovoltaico: associação de duas ou mais células fotovoltaicas em série, paralelo ou ambos;
- Painel Fotovoltaico: associação de dois ou mais módulos fotovoltaicos em série, paralelo ou ambos.

Nos próximos itens serão abordados os detalhes elétricos e particularidades do componente fundamental da estrutura de conversão: a célula fotovoltaica.

2.1.2.1. Tensão de Circuito Aberto V_{oc}

Representa a tensão entre os terminais da célula, ou do módulo fotovoltaico sem a ligação de nenhuma carga elétrica, essa tensão é conhecida como tensão de circuito aberto (V_{oc}).

2.1.2.2. Corrente de Curto Circuito I_{sc}

Ao interligar os terminais da célula, ou do módulo fotovoltaico teremos a circulação de uma corrente de curto-circuito com V_{oc} correspondente nula.

2.1.2.3. Curva Característica (I x V)

A variação da carga, bem como os valores de corrente e tensão da célula ou módulo, são representados através da curva abaixo, essa curva também possui relação direta com a intensidade de radiação sobre o módulo, bem como a temperatura.

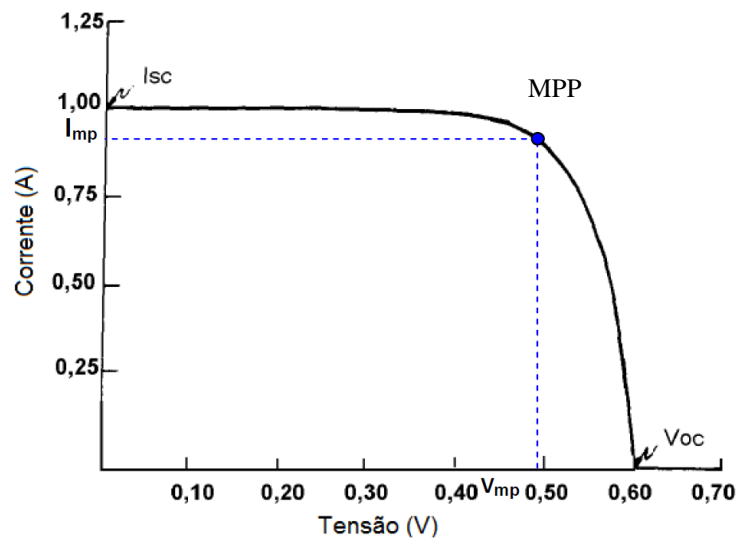


Figura 3. Curva de Corrente x Tensão (I x V).

Fonte: (CARVALHO, 2012)

2.1.2.4. Curva Característica (P x V)

A relação direta entre a corrente e a tensão por toda a curva permite obter a curva de potência conforme a Figura 4, nessa curva podemos localizar o ponto máximo de potência (MPP), esse ponto corresponde ao ponto onde a máxima energia pode ser extraída de uma célula fotovoltaica e as respectivas V_{mp} (Tensão de Máxima Potência) e I_{mp} (Corrente de Máxima Potência). Todos esses valores são definidos para valores específicos de radiação, temperatura de operação (CEPEL-CRESESB, 2014)

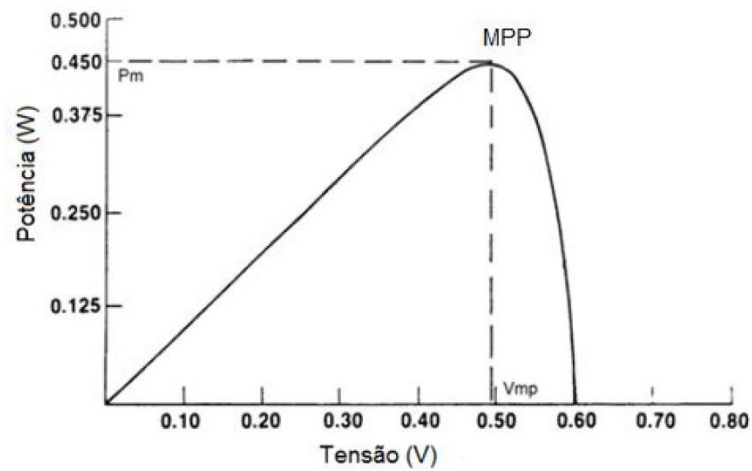


Figura 4. Curva de potência x tensão para célula de silício (P x V).

Fonte: (CARVALHO, 2012)

2.1.2.5. Fator de Forma (FF)

O fator de forma é um índice que expressa o quanto a curva I x V se aproxima a forma ideal (Retângulo):

$$FF = \frac{I_{mp} \cdot V_{mp}}{I_{sc} \cdot v_{sc}} \quad \text{Equação 1}$$

Onde:

FF: Fator de forma [adimensional]

I_{mp} : Corrente de Maxima Potencia (A)

V_{mp} : Tensão de Maxima Potencia (V)

I_{sc} : Corrente de Curto Circuito (A)

V_{sc} : Tensão de Curto Circuito (V)

2.1.2.6. Modelo Equivalente do Módulo Fotovoltaico

A Figura 5 representa o modelo equivalente de circuito elétrico para o módulo fotovoltaico.

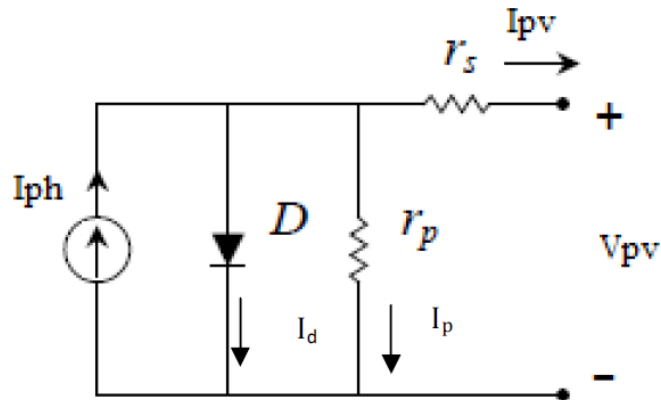


Figura 5. Modelo equivalente do painel fotovoltaico.

Fonte: (CARVALHO, 2012)

Uma fonte de corrente I_{ph} em paralelo com um diodo D surge como modelo de máxima simplificação para uma célula fotovoltaica, o valor da corrente I_{ph} depende da radiação solar incidente no módulo bem como da temperatura na célula.

As fugas de corrente na superfície do material (isolação) são representadas pelo resistor R_p , em algumas análises devido ao grande valor de R_p ele pode ser desconsiderado sem comprometer o resultado final (CEPEL-CRESESB, 2014).

2.1.2.7. Equação Equivalente

A equação utilizada para representação matemática do comportamento da célula é do tipo não-linear, e é representada pela equação abaixo (ROQUE, 2014):

$$I = I_{ph} - I_0 \left[\exp \left(\frac{(V + R_s I)}{V_{T^a}} \right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad \text{Equação 2}$$

Onde:

I_{ph} : Corrente induzida pela luz (A)

I_0 : Corrente reversa de saturação do diodo (A)

a : Fator de idealidade do diodo.

V_T : $NskT/q$ é a tensão térmica do painel com Ns células em paralelo, sendo q a carga do elétron ($1,6 \cdot 10^{-9} C$), k a constante de Boltzman ($1,38 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K}$) e T a temperatura na junção $p-n$.

R_s : Resistência intrínseca do material semiconductor e dos terminais metálicos.

2.1.3. Tipos

O processo de conversão da energia solar em elétrica através de semicondutores vem evoluindo a um bom tempo, com isso, durante todo esse trajeto diversos processos de fabricação e construção das células foram criados bem como variações nos semicondutores utilizados. Os principais serão apresentados a seguir:

2.1.3.1. Células de Silício Monocristalino

O silício monocristalino é o material mais utilizado para conversão da energia solar em energia elétrica. A tecnologia para fabricação já é muito bem definida e apresenta alta eficiência na conversão superior a 12 %. A fabricação da célula se inicia com extração do cristal de dióxido de silício, que logo após é desoxidado com aquecimento em grandes fornos, logo após o material passa por um processo de purificação e solidificação resultando em uma pureza entre 98 e 99 %.

Apesar da alta eficiência obtida no processo anterior, para o uso do silício em células fotovoltaicas o grau de pureza precisa ser aumentado até a ordem de 99,9999 % e para isso o processo mais utilizado é o chamado "Processo Czochralski". Nesse processo o silício é fundido adicionado de uma leve parcela de material dopante boro (material tipo P). Utilizando-se de rígido controle de temperatura, finalmente são retirados do material fundido grandes cilindros de silício monocristalino com alto grau de pureza que é posteriormente cortado em fatias de aproximadamente 300 μm de espessura (CEPEL-CRESESB, 2006).

2.1.3.2. Células de Silício Multicristalino

O processo para fabricação das células de silício multicristalino é muito semelhante ao realizado para obtenção da célula de silício monocristalino, mas nesse caso o processo não exige o mesmo rigor no controle de temperatura e outros parâmetros críticos do processo. Sua eficiência na conversão é ligeiramente menor que as células de silício monocristalino (NASCIMENTO, 2004).

2.1.3.3. Células de Silício Amorfo

As células de silício amorfo são fabricadas por meio da deposição de finas camadas de silício sobre superfície de metal ou vidro. O processo de fabricação em geral é muito mais simples e exige menor controle e menor quantidade de energia em comparação com células de silício mono e multicristalino. Por outro lado, esse tipo de material tem eficiência na conversão menor que os

outros, além de sofrer uma degradação muito mais rápida em operação, resultando em menor vida útil.

2.1.3.4. Células do Futuro

As células fotovoltaicas seguem como tema recorrente em pesquisas do mundo todo, onde o desafio é claro, descobrir novos materiais e novos processos que permitam a construção de células cada vez mais eficientes e com menor custo, através de processos de fabricação mais simples e que demandem baixo consumo de energia. Algumas pesquisas valem a citação como do caso do uso do efeito plasmoeletrico para conversão da energia solar em elétrica, uma abordagem completamente diferente do que utilizamos comercialmente até hoje (INOVAÇÃO TECNOLÓGICA, 2015). Nesse caso não existe o uso de semicondutores como o silício, mas sim nos plasmons de superfície, ondas de elétrons emergidas de nanoestruturas metálicas após interação com a luz. Outra pesquisa recente parte para o uso de materiais inovadores como o fosforeno, um material bidimensional conhecido desde os anos 60, mas que só agora com os avanços da nanotecnologia pode ser melhor explorado (INOVAÇÃO TECNOLÓGICA, 2014).

2.2. MPPT (*Maximum Power Point Tracking*)

As células fotovoltaicas têm a sua capacidade diretamente ligada a radiação solar incidente sobre ela. Essa afirmação parece óbvia, mas chama a atenção para uma importante característica o ponto de máxima potência, ou seja, considerando uma temperatura constante para cada valor de radiação incidente na superfície teremos um ponto de tensão e corrente ideais para entrega da maior quantidade possível de energia a carga.

Esse problema não é exclusivo de painéis fotovoltaicos, mas sim de todas as fontes de energia com características não lineares. Por isso, desde a década de 1960 são utilizados algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*) (CARVALHO, 2012).

Dos mais variados tipos de métodos a escolha depende de parâmetros do circuito como: rendimento do sistema, perfil da carga, perfil do fornecimento e tempo de convergência.

O uso de técnicas de rastreamento do MPP em painéis fotovoltaicos permite um acréscimo de rendimento de aproximadamente 15 % a 30 % (CARVALHO, 2012).

Dos mais variados métodos apresentados, o nosso foco será na explanação do método utilizado nesse trabalho, o método da perturbação e observação (P&O) analisando as suas vantagens e desvantagens.

2.2.1. Método da Perturbação e Observação (P&O)

É um dos métodos mais utilizados para os sistemas comerciais. O método consiste na perturbação da tensão de saída constantemente. Para cada novo valor de tensão é calculado a potência de saída, após o cálculo, o valor é comparado com o último valor armazenado, se o resultado da comparação demonstrar um aumento de potência na saída o sistema de controle mantém o direcionamento da atuação, caso contrário o sistema de controle atua em direção oposta. Quando o ponto ideal é atingido a tensão passa a oscilar continuamente em torno do ponto ideal. O diagrama do método de controle é apresentado na Figura 6.

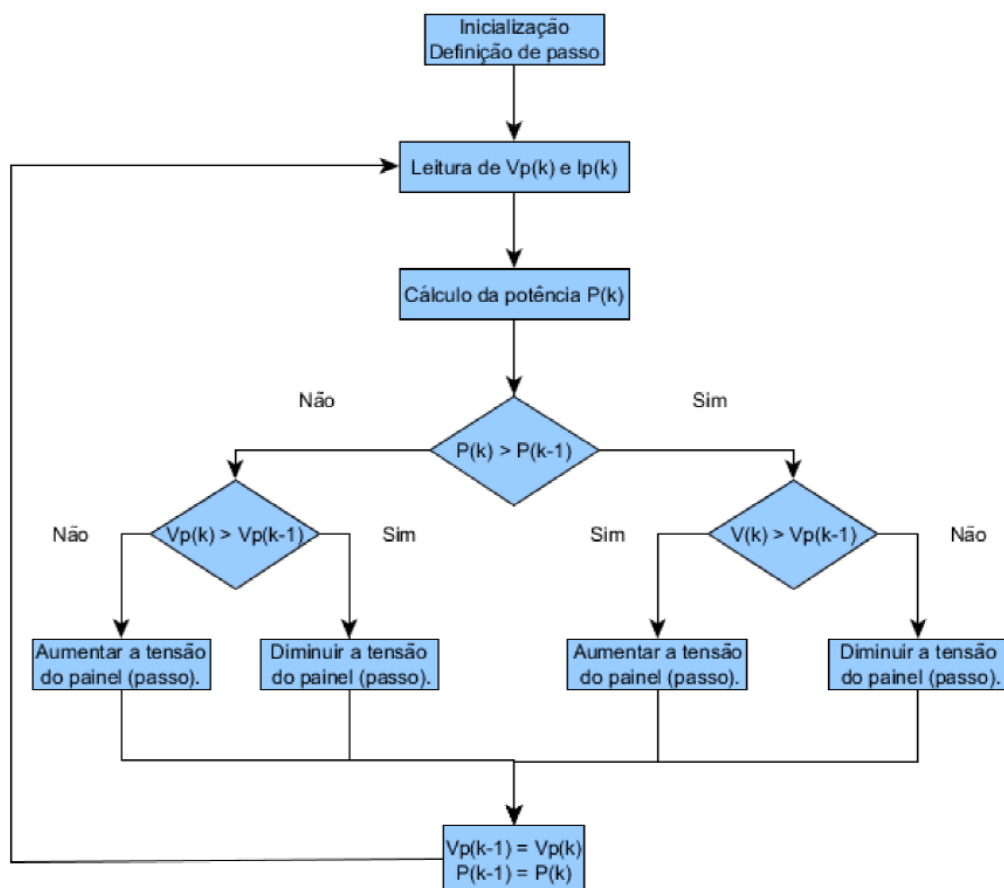


Figura 6. Diagrama geral do algoritmo convencional de perturbação e observação (P&O).

Fonte: (ROQUE, 2014)

2.2.1.1. P&O - vantagens e desvantagens

A escolha do método P&O se deu, dentre outros motivos, pela grande quantidade de material disponível como referência e a simplicidade na implementação e fácil adaptação com a técnica de controle utilizada. Entretanto, o método possui algumas desvantagens como a dificuldade de tratamento das variações súbitas de radiação e temperatura sobre a superfície da célula. Além disso, é necessário sensores de corrente e também de tensão para o correto funcionamento, enquanto outros métodos permitem o controle monitorando apenas um parâmetro.

2.3. CONVERSOR CC-CC *BUCK*

Os conversores do tipo *buck*, são conversores chaveados onde a tensão de saída é menor que a tensão de entrada, por isso eles também são muito conhecidos como conversores abaixadores. Na Figura 7 podemos ver o diagrama desse tipo de conversor. Uma grande característica desses conversores é possuir uma entrada como fonte de tensão e uma saída como fonte de corrente (PETRY e BARBI, 2001).

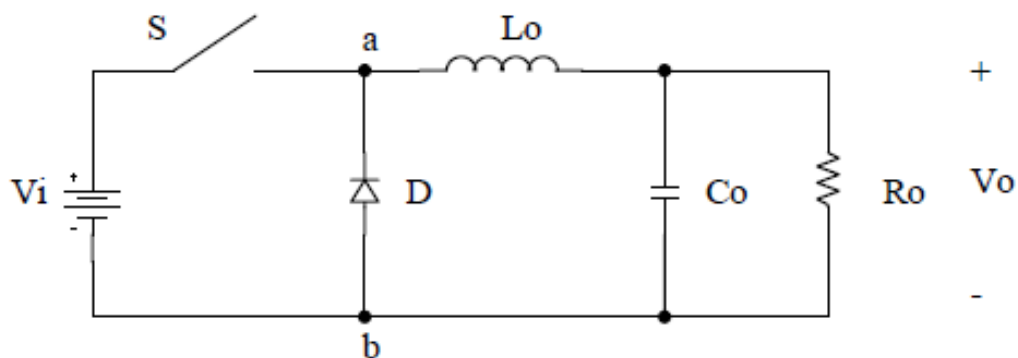


Figura 7. Diagrama elétrico do conversor *buck*.

Fonte: (PETRY e BARBI, 2001)

Nos conversores *buck* a tensão de entrada (V_i) é ceifada pela chave S. Considerando V_o constante, devido a atuação de C_o , dessa forma a corrente pela carga (R_o) é praticamente contínua.

Já no momento da condução da chave S (MOSFET) e do corte do diodo D, temos um aumento da corrente no indutor (L_o) e no capacitor (C_o). Com o reinício do ciclo a chave S é aberta, o diodo passa a conduzir, formando condição de continuidade para corrente do indutor. A energia armazenada em L_o é então entregue a carga (R_o). Enquanto o valor da corrente no indutor for maior

que a corrente na carga a diferença entre as duas correntes carrega o capacitor. Quando a corrente for menor, o capacitor funciona como fonte, fornecendo corrente para carga (POMILIO, 2014).

Se a corrente pelo indutor não é completamente anulada durante o período de condução do diodo, classificamos o circuito como operação em modo contínuo. Caso não, classificamos como descontínua (PETRY e BARBI, 2001).

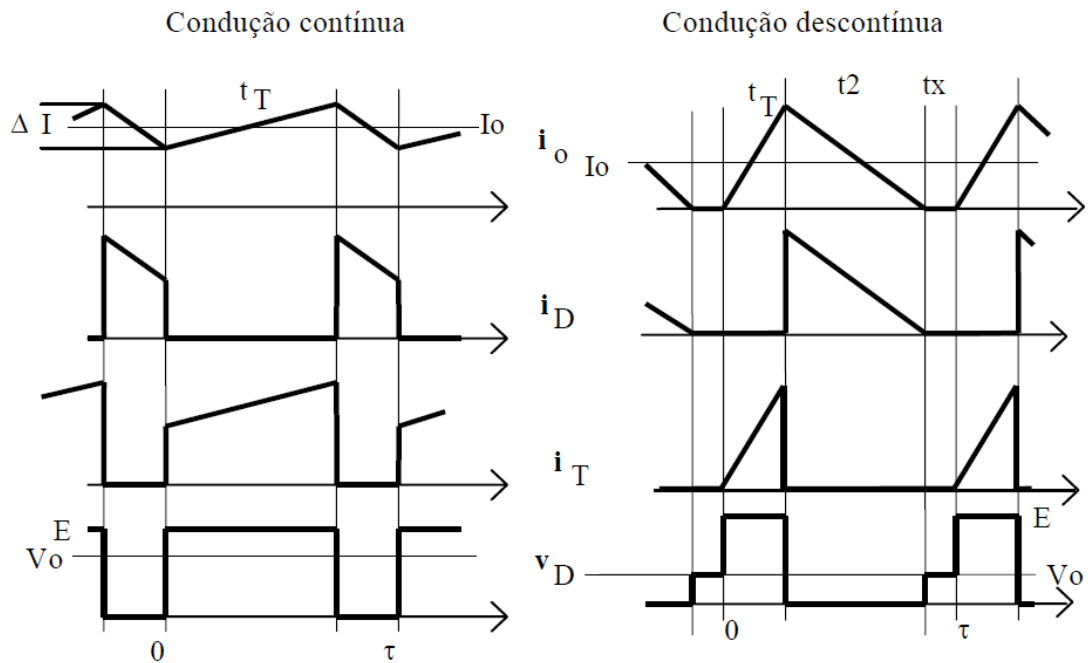


Figura 8. Principais formas de ondas do conversor *buck*.

Fonte: (POMILIO, 2014)

Como a tensão média sobre o indutor deve ser nula, então:

$$V_o = V_{ab \text{ Méd}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_i \cdot dt \quad \text{Equação 3}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad \text{Equação 4}$$

A forma de onda da tensão sobre o diodo (V_{ab}) pode ser vista na Figura 9.

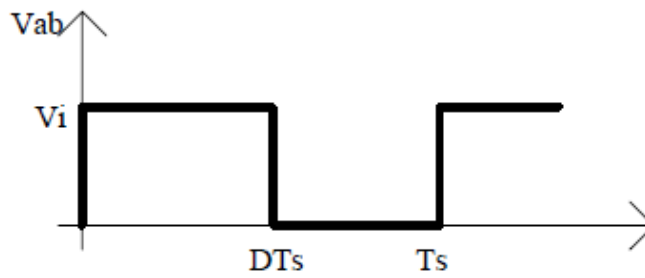


Figura 9. Forma de onda da tensão sobre o diodo.

Fonte: (PETRY e BARBI, 2001)

2.4. CONVERSOR CC-CC *BOOST*

Os conversores do tipo *boost*, são conversores chaveados onde a tensão de saída é maior que a tensão de entrada, por isso eles também são muito conhecidos como elevadores. Na Figura 10 podemos ver o diagrama desse tipo de conversor. Uma característica desses conversores é possuir uma entrada como fonte de corrente e uma saída como fonte de tensão (PETRY e BARBI, 2001).

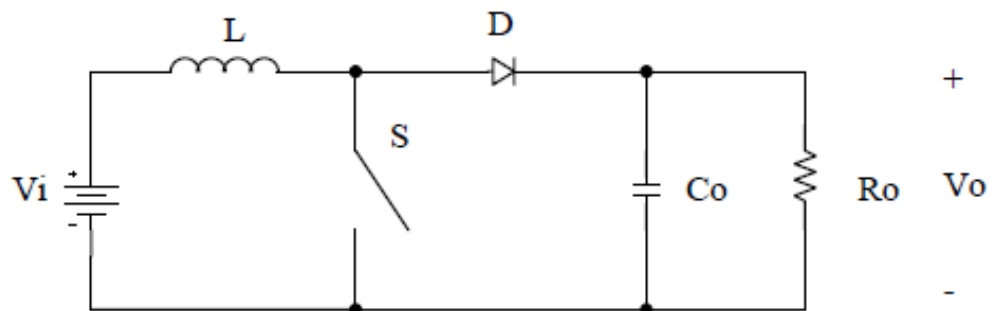


Figura 10. Diagrama elétrico do conversor *boost*.

Fonte: (PETRY e BARBI, 2001)

Quando a chave S é fechada, a tensão V_i é aplicada ao indutor L . O diodo é então reversamente polarizado e a energia passa a acumular-se no indutor. Com a abertura da chave a energia armazenada no indutor é então enviada para o capacitor C_o e para carga R_o . Assim como no conversor *buck*, temos na Figura 11 as formas de ondas no modo contínuo ou descontínuo (POMILIO, 2014).

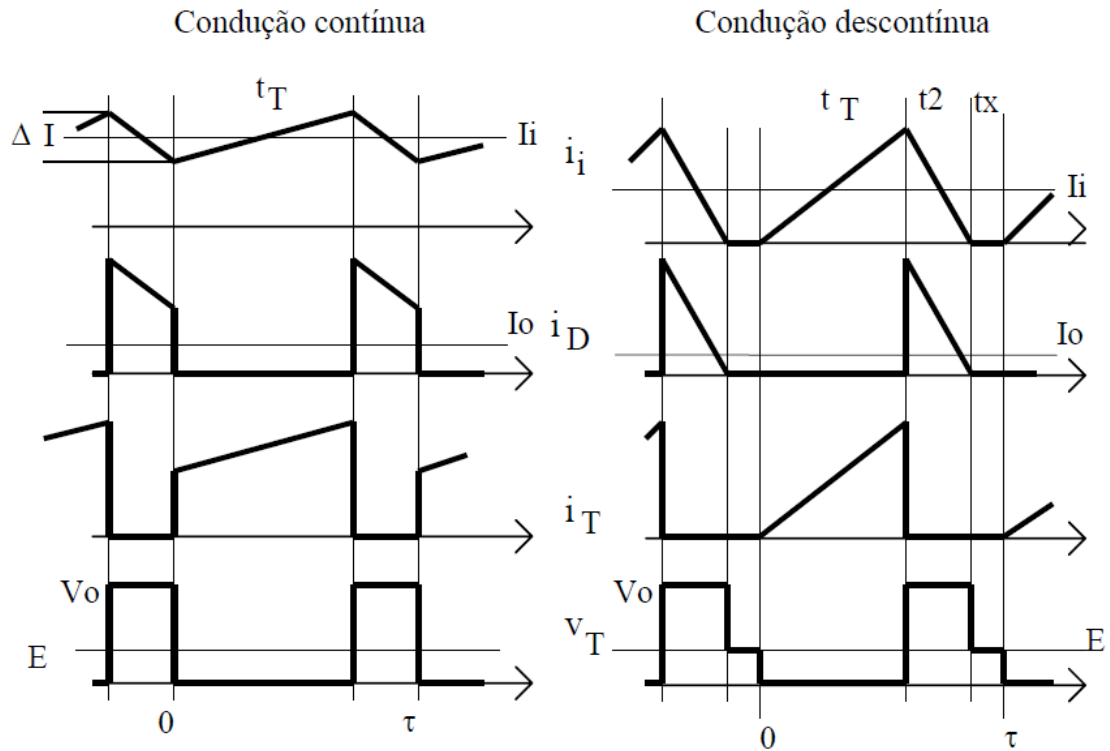


Figura 11. Principais formas de ondas do conversor *boost*.

Fonte: (POMILIO, 2014)

Como a tensão média sobre o indutor deve ser nula, então:

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_i \cdot dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} (V_o - V_i) \quad \text{Equação 5}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad \text{Equação 6}$$

A forma de onda da tensão sobre o indutor pode ser vista na Figura 12.

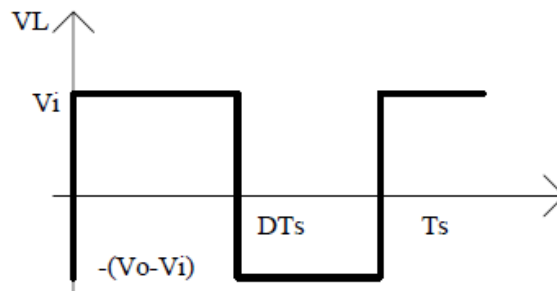


Figura 12. Forma de onda da tensão sobre o indutor.

Fonte: (PETRY e BARBI, 2001)

2.5. SPWM – MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSOS SENOIDAL

A modulação por largura de pulsos senoidal consiste na comparação de uma onda de referência senoidal de baixa frequência com uma onda triangular de alta frequência. O resultado dessa comparação nos permite controlar corretamente as chaves da ponte inversora CC-CA, com isso a frequência de referência senoidal determina qual será a frequência na saída da ponte inversora. Já a sua amplitude controla a tensão eficaz de saída do inversor (TIGGEMANN, 2008).

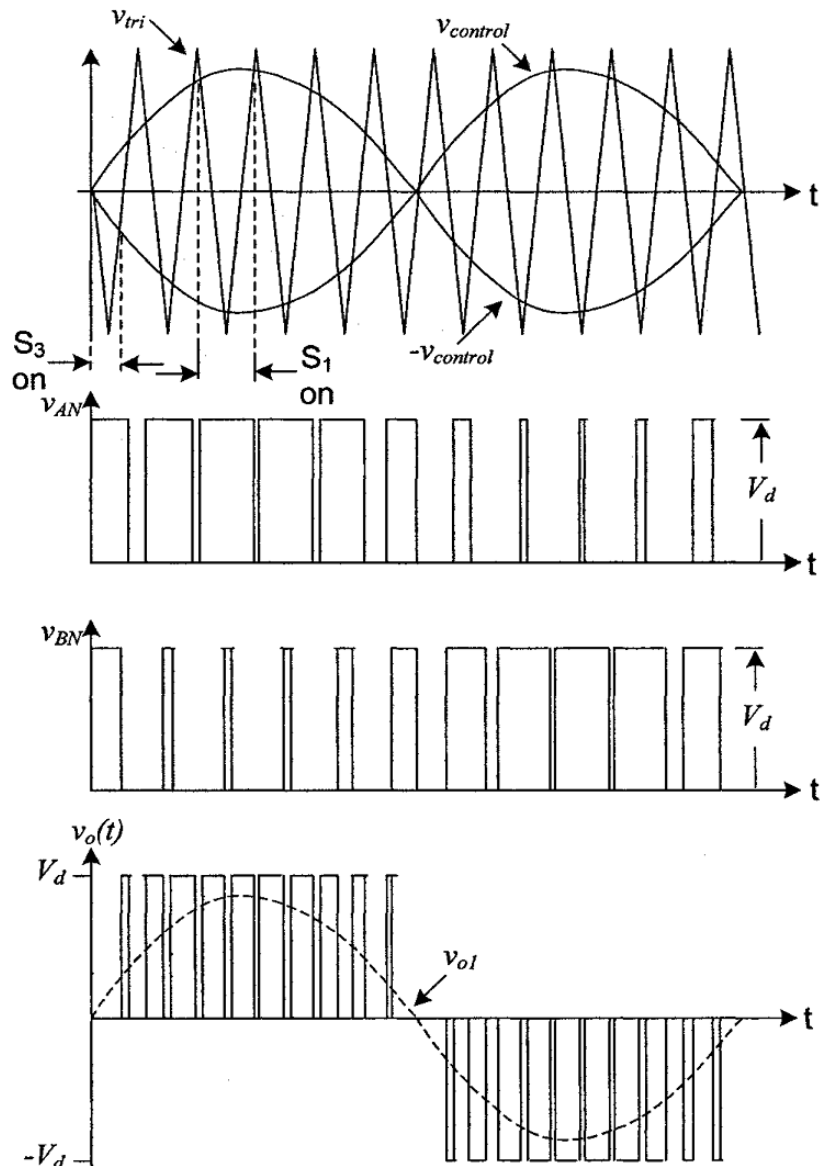


Figura 13. Formas de onda de um inversor SPWM.

Fonte: (Power Electronics in Small Scale Wind Turbine Systems, 2012)

3. PROJETO E ANÁLISE DO CIRCUITO

Neste capítulo será apresentado o projeto do estágio de potência composto pelo circuito *buck* controlado pelo algoritmo MPPT, circuito *boost* de dois estágios unidirecional com controlador PI, circuito inversor CC-CA e filtro LC.

Também serão apresentadas as condições iniciais de consumo de energia e os dados estimados da radiação solar para desenvolvimento do projeto. Com isso será possível obter o correto dimensionamento entre a energia fornecida pelo sol e a demanda esperada, requerimento necessário de qualquer projeto de geração fotovoltaica.

3.1. NÍVEIS DE RADIAÇÃO SOLAR

Conforme aponta-nos Seguel (2009), para o correto dimensionamento do circuito em questão bem como para a escolha dos componentes de um sistema fotovoltaico, faz-se necessário o conhecimento prévio das principais características meteorológicas de onde o sistema será instalado. A avaliação do recurso solar disponível permite conhecer a variação da radiação solar incidente e a temperatura ambiente. Tais fatores determinam a potência produzida pelo módulo fotovoltaico.

O Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio Brito – CRESESB, numa tentativa de oferecer uma ferramenta de apoio ao dimensionamento de sistemas fotovoltaicos, desenvolveu o programa SunData. O programa é baseado em diversas bases de dados solarimétricos que cobrem todo o Brasil. Através das coordenadas geográficas (latitude e longitude) do ponto de interesse, o programa SunData fornece os valores diários médios mensais em kW/m² para os doze meses do ano (CRESESB, 2015).

A Tabela 1 mostra os valores de radiação para o plano inclinado a 23° em relação à horizontal e apontado em direção ao norte geográfico, que segundo o programa SunData, é a condição que maximiza a média mensal.

Tabela 1 – Radiação diária média no plano inclinado para cidade de Campinas-SP.

Inclinação	Radiação solar diária média mensal [kW/m ² .dia]												
	Jan	Fev	Mar	Abr	Mai	Jun	Jul	Ago	Set	Out	Nov	Dez	Média
23° N	4,83	5,30	5,38	5,14	5,08	4,65	5,46	5,45	5,07	5,45	5,36	4,94	5,18

Fonte: (CRESESB, 2015)

Através do gráfico apresentado na Figura 14, percebe-se que a instalação do módulo fotovoltaico a uma inclinação de 23° apontado para o norte oferece um aumento considerável na radiação solar incidente na superfície do módulo se comparado ao plano horizontal (0°). Com isso, o sistema de geração fotovoltaico tem seu aproveitamento otimizado.

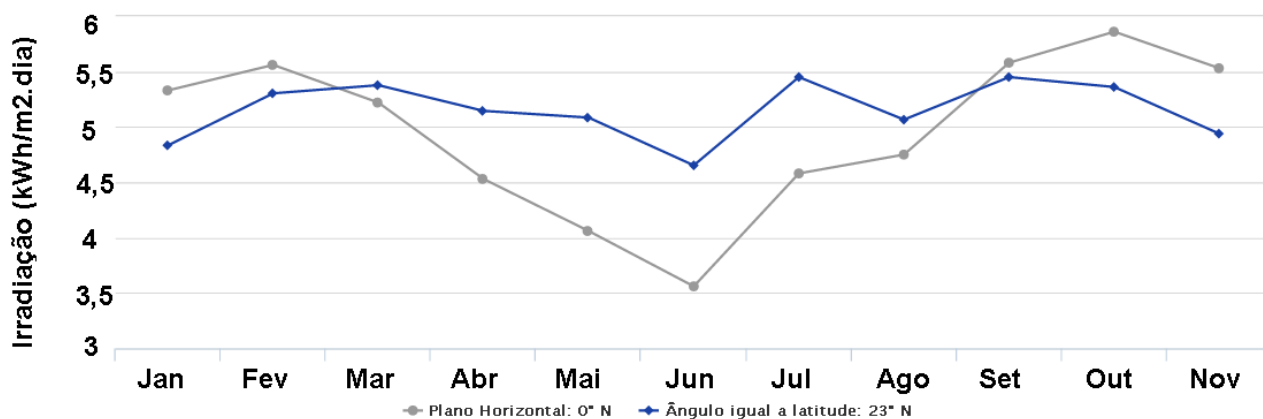


Figura 14. Comparação da radiação solar no plano horizontal vs. plano inclinado.

Fonte: (CRESESEB, 2015)

3.2. DETERMINAÇÃO DO CONSUMO

O consumo de energia da carga do circuito será estimado com base em um sistema fotovoltaico autônomo (*off-grid*), em que a finalidade será basicamente a iluminação e entretenimento de uma residência considerando uma instalação simplificada.

Com a finalidade de determinar o consumo diário previsto de energia elétrica do sistema isolado, foi idealizada uma residência com um consumo diário de 464 Wh e com uma carga instalada de 116 W. Foram adotados valores de potência de lâmpadas fluorescentes compactas e aparelhos comerciais de baixo consumo. Logo, o consumo diário esperado para o sistema é apresentado na Tabela 2.

Tabela 2 – Consumo estimado do sistema.

Aparelho	Quantidade	Potência (W)	Utilização média (h/dia)	Consumo médio diário (Wh/dia)
Lâmpada (LFC)	4	44	4	176
Televisão	1	60	4	240
Receptor de TV a cabo	1	12	4	48
Total		116		464

Fonte: Elaborado pelos autores

3.3. VISÃO GERAL DO SISTEMA

O circuito proposto neste trabalho abrange desde o controle de carga do sistema de armazenamento até a inversão da corrente contínua para a corrente alternada (CC-CA).

O estágio responsável por abaixar e controlar o nível de tensão fornecida pelo módulo fotovoltaico para o banco de baterias é composto pelo circuito *buck* com o ciclo de trabalho do MOSFET sendo controlado pelo algoritmo de MPPT conhecido por P&O (Perturbação & Observação).

O banco de baterias é conectado ao estágio que fará a elevação da tensão CC até o nível em que possa ser chaveado para a carga. Este estágio é composto pelo circuito *boost* com topologia de dois estágios. O primeiro estágio possui um ciclo de trabalho fixo, calculado no item 3.7.2, o segundo estágio é controlado por um controlador do tipo PI que é realimentado com a tensão RMS fornecida à carga.

O estágio de inversão CC-CA é feito através da topologia de ponte H, implementada com MOSFETs chaveados pelo método SPWM. Devido à componente harmônica gerada pelo chaveamento em alta frequência na ponte H, faz-se necessário o uso de um filtro passa-baixa. Neste trabalho utiliza-se o filtro do tipo LC.

A Figura 15 ilustra de forma simplificada o circuito desenvolvido.

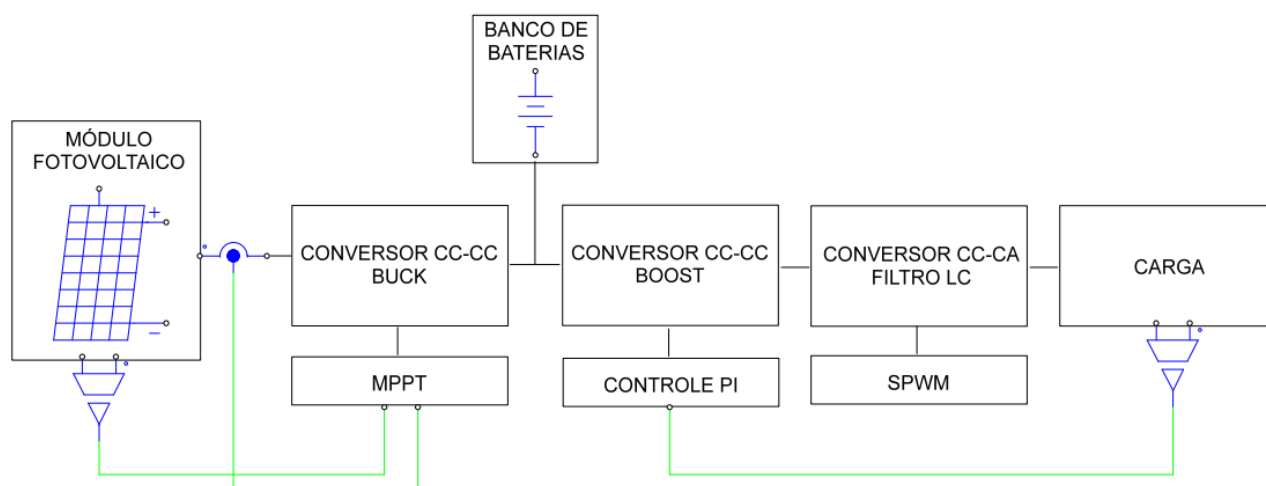


Figura 15. Visão geral do circuito proposto.

Fonte: Elaborado pelos autores

3.4. MÓDULO FOTOVOLTAICO

De acordo com Seguel (2009), após a definição do consumo estimado do sistema, deve-se realizar o correto dimensionamento dos módulos fotovoltaicos bem como dos demais componentes do sistema. Fazem-se necessárias algumas definições de níveis de tensão do sistema e também uma estimativa de perdas dos componentes utilizados.

A determinação da geração solar mínima necessária para o sistema estudado é realizada por meio da energia solar acumulada durante o dia nas coordenadas onde o sistema será instalado. O número de horas de sol pleno (HSP) é dado pelo número de horas por dia em que a radiação solar deve permanecer constante e igual a 1 kW/m^2 . A figura abaixo ajuda na compreensão da grandeza HSP (CEPEL-CRESESB, 2014).

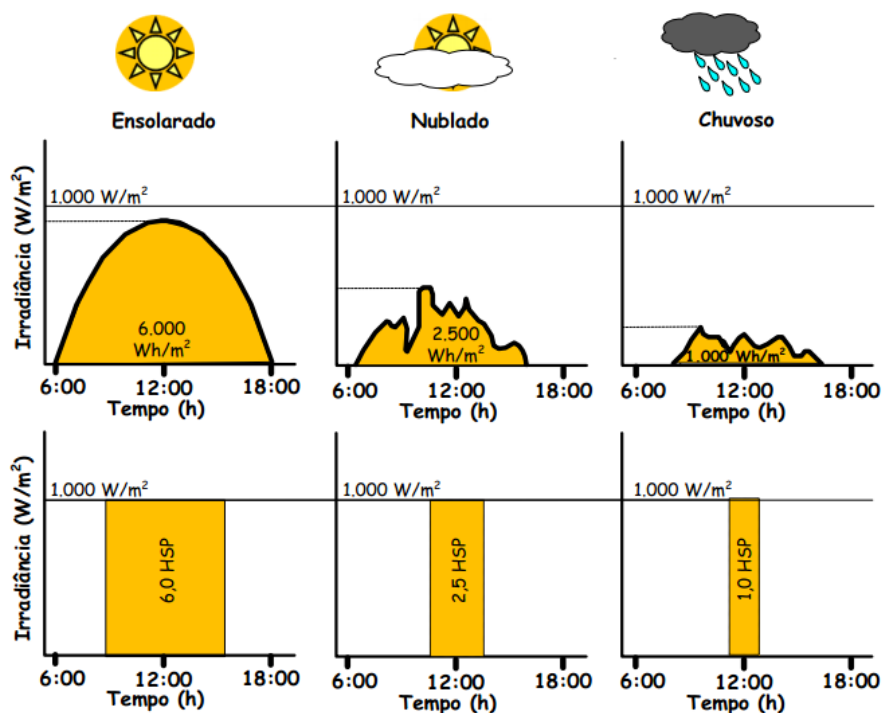


Figura 16. Exemplo de perfis de radiação solar diária com valores equivalentes de HSP.

Fonte: (PINHO *apud* CEPEL-CRESESB, 2014)

Portanto, com base na média obtida na Tabela 1, o número de horas de sol pleno (HSP) no local estudado é dado por:

$$HSP = \frac{5,18 \text{ kW/m}^2}{1 \text{ kW/m}^2} = 5,18 \text{ h} \quad \text{Equação 7}$$

Na Tabela 3, são listados os parâmetros adotados para o cálculo do arranjo fotovoltaico e demais componentes¹.

Tabela 3 – Parâmetros para dimensionamento do sistema fotovoltaico.

Carga instalada	116 W
Consumo diário de energia	464 Wh/dia
Radiação diária média	5,18 kW/m ²
Tensão do sistema CC	12 V
Tensão de saída CA	127 V
Eficiência da fiação (η_{fio})	98 %
Eficiência do banco de baterias (η_{bat})	95 %
Eficiência do inversor (η_{inv})	85 %
Eficiência do conversor CC (η_{conv})	90 %

Fonte: Elaborado pelos autores

Desta forma, a potência mínima (P_{min}) estimada para o módulo fotovoltaico é calculada por:

$$P_{min} = \frac{C_{diário}}{HSP} = \frac{464 \text{ Wh}}{5,18 \text{ h}} \cong 89,6 \text{ W} \quad \text{Equação 8}$$

No entanto, devido às perdas no sistema, a potência mínima deve ser corrigida de acordo com a eficiência dos componentes estimada na Tabela 3.

$$P_{min_cor} = \frac{P_{min}}{\eta_{fio} \times \eta_{bat} \times \eta_{inv} \times \eta_{conv}} = \frac{89,6}{0,98 \times 0,95 \times 0,85 \times 0,90} \cong 126 \text{ W} \quad \text{Equação 9}$$

De acordo com o artigo 5º da resolução normativa nº 493, de 5 de junho de 2012 da ANEEL, que estabelece os procedimentos e as condições de fornecimento por meio de Microsistema Isolado de Geração e Distribuição de Energia Elétrica – MIGDI (ANEEL, 2012), a autonomia mínima para o sistema isolado deve ser de 48 horas e ao voltar de uma condição de máxima descarga, se recarregue plenamente em até três dias normais de sol. Portanto, a potência

¹ Os valores médios de eficiência da fiação, banco de baterias, inversor e conversor CC foram estimados com base no Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos, publicado pelo Ministério de Minas e Energia e o CEPTEL.

mínima exigida para a autonomia do sistema (P_{aut}) passa a ser a potência para um dia mais a potência extra para carregamento (ROCHA, 2005).

$$P_{aut} = P_{min_cor} \times \left(1 + \frac{2}{3}\right) = 126 \times \left(1 + \frac{2}{3}\right) = 210 \text{ W} \quad \text{Equação 10}$$

Portanto, o módulo fotovoltaico deverá fornecer uma potência mínima de 210 W. Para o caso em estudo, escolhe-se utilizar um módulo de 260 W da marca CANADIAN SOLAR®, modelo CS6P-260 cujas características elétricas estão apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 – Dados técnicos do módulo fotovoltaico CS6P-260 da CANADIAN SOLAR®.

Tipo das células	Poli-cristalinas
Número de células (Ns)	60
Potência máxima nominal (P_{max})	260 W
Tensão em máxima potência (V_{mp})	30,4 V
Corrente em máxima potência (I_{mp})	8,56 A
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	37,5 V
Corrente de curto-circuito (I_{sc})	9,12 A
Coefficiente de temperatura (P_{max})	-0,41 %/°C
Coefficiente de temperatura (V_{oc})	-0,31 %/°C
Coefficiente de temperatura (I_{sc})	0,053 %/°C

Fonte: Elaborado pelos autores

3.5. DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO

Como a energia em sistemas fotovoltaicos é variável e dependente das condições atmosféricas, em aplicações isoladas (*off-grid*), faz-se necessário o emprego de um sistema que acumule a energia produzida durante as horas de luminosidade a fim de poder ser utilizada à noite ou em períodos prolongados de mau tempo (SOLARTERRA, 2011).

A profundidade de descarga de uma bateria está relacionada diretamente com sua vida útil, sendo assim, o correto dimensionamento do banco de baterias é essencial para o bom aproveitamento das baterias e o aumento de sua vida útil.

Tendo como base o consumo diário de energia (Tabela 2), é possível estimar o consumo diário de corrente da carga, dado por:

$$I_{diario} = \frac{C_{diario}}{V_{bat}} = \frac{464 \text{ Wh}}{12 \text{ V}} \cong 38,7 \text{ Ah} \quad \text{Equação 11}$$

Considerando as perdas do sistema, o consumo diário de corrente será:

$$I_{diario_cor} = \frac{I_{diario}}{\eta_{fio} \times \eta_{bat} \times \eta_{inv} \times \eta_{conv}} = \frac{38,7}{0,98 \times 0,95 \times 0,85 \times 0,90} \cong 54,4 \text{ Ah} \quad \text{Equação 12}$$

Finalizando, o consumo de corrente total é corrigido de acordo com a profundidade de descarga desejada (30 %) e a autonomia do banco de baterias (BORGES, 2013).

$$I_{total} = \frac{I_{diario_cor} \times autonomia}{profundidade \text{ de } descarga} = \frac{54,4 \times 2}{0,3} \cong 362,7 \text{ Ah} \quad \text{Equação 13}$$

Portanto, o banco de baterias deverá fornecer pelo menos 362,7 Ah à carga. Para o caso em estudo serão utilizadas duas baterias de 12 V em paralelo. As baterias são do modelo DF4001 da fabricante FREEDOM®, cada uma delas possui capacidade de fornecer 220 Ah para uma corrente de descarga de 20 A, desta forma, a corrente máxima total fornecida pelo banco de baterias será de 440 Ah.

3.5.1. Modelo da bateria

Para fins de simulação, a bateria pode ser simulada como sendo um resistor em série com uma fonte de tensão (MOUBAYED, KOUTA, *et al.*, 2008).

O cálculo para determinação do resistor série é dado pela Equação 14, os valores utilizados no cálculo foram estimados a partir das especificações técnicas da bateria escolhida (ANEXO 2).

$$R_{serie} = \frac{(V_{bat \text{ aberto}} - V_{bat \text{ fechado}})}{I_{carga}} = \frac{(12,6 - 12,32)}{2,62} \cong 106,8 \text{ m}\Omega \quad \text{Equação 14}$$

3.6. CONVERSOR CC-CC *BUCK*

No conversor *buck* a tensão de saída é menor que a tensão de entrada. A fonte de entrada do circuito pode ser proveniente de qualquer fonte CC como painéis solares, geradores CC, baterias e retificadores. Este circuito também é conhecido como *step-down* (LARICO, 2007).

3.6.1. Funcionamento

O funcionamento do conversor *buck* pode ser dividido em dois modos. Modo 1, quando a chave S1 é ligada, a corrente circula pelo indutor L e pela carga conectada. No modo 2, a chave S1 está desligada e a energia do indutor é transferida para a carga, ou seja, o indutor é desmagnetizado (POMILIO, 2014).

3.6.2. Cálculos Preliminares

Sabe-se que a tensão no banco de baterias variará de 1,75 V a 2,4 V por célula, sendo o valor da célula descarregada e o valor máximo a ser aplicado na recarga respectivamente. Assim, a tensão média de saída (V_{out}) adotada para o projeto do conversor *buck* será 14V.

A partir dessa definição, pode-se calcular o ciclo de trabalho médio do conversor conforme segue:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{14}{27} \cong 0,52 \quad \text{Equação 15}$$

A corrente de saída do conversor *buck*, considerando uma potência de 260 W será:

$$I_{out} = \frac{P_0}{V_{out}} = \frac{260}{14} \cong 18,6 \text{ A} \quad \text{Equação 16}$$

Com base no resultado obtido acima, pode-se calcular ΔI_L através da seguinte equação:

$$\Delta I_L = 0,015 \times I_{out} \times \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) = 0,015 \times 18,6 \times \left(\frac{14}{27} \right) \cong 150 \text{ mA} \quad \text{Equação 17}$$

Os parâmetros utilizados para o projeto do conversor CC-CC *buck* estão listados na tabela abaixo:

Tabela 5 – Parâmetros de projeto do conversor *buck*.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_{in}	Tensão de entrada	27 V
V_{out}	Tensão de saída desejada	14 V
f_s	Frequência de chaveamento da chave <i>buck</i>	21 kHz
ΔI_L	<i>Ripple</i> estimado no indutor	150 mA
I_{out}	Corrente máxima de saída	18,6 A

Fonte: Elaborado pelos autores

3.6.3. Cálculo do indutor

Segundo Rogers (1999), no conversor *buck* quem limita a ondulação de alta frequência da corrente é o indutor de entrada, porém, é preciso desenvolver uma expressão que permita determinar a indutância em função dos parâmetros de operação do circuito. O indutor atenua o *ripple* da corrente no circuito. Através da equação abaixo, estima-se o valor de L para o circuito *buck*:

$$L = \frac{V_{out}(V_{in} - V_{out})}{\Delta I_L \times f_s \times V_{in}} \quad \text{Equação 18}$$

Aplicando a equação acima ao cálculo de L tem-se:

$$L = \frac{V_{out}(V_{in} - V_{out})}{\Delta I_L \times f_s \times V_{in}} = \frac{14(27 - 14)}{0,150 \times 21 \times 10^3 \times 27} \cong 2,14 \text{ mH} \quad \text{Equação 19}$$

3.6.4. Cálculo do capacitor

O capacitor do circuito *buck* funciona como um filtro para que a tensão de saída do circuito seja constante. Através da equação abaixo, pode-se estimar o valor de C para que o *ripple* desejado seja alcançado (CHAKRABORTY, 2013).

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_S \times \Delta V_{out}} = \frac{0,150}{8 \times 21 \times 10^3 \times 0,05} \cong 17,8 \mu\text{F} \quad \text{Equação 20}$$

3.7. CONVERSOR CC-CC *BOOST*

No conversor *boost* a tensão de saída é maior que a tensão de entrada. A fonte de entrada do circuito pode ser proveniente de qualquer fonte CC como painéis solares, geradores CC, baterias e retificadores. Este circuito também é conhecido como *step-up* (FATHAH, 2013).

3.7.1. Funcionamento

O funcionamento do conversor *boost* pode ser dividido em dois modos. Modo 1, quando a chave S1 é ligada, a tensão de entrada é aplicada ao indutor. O diodo fica reversamente polarizado, pois a tensão de saída será maior que a tensão de entrada. Desta forma, acumula-se energia no indutor. Modo 2, quando a chave S1 é desligada, a energia armazenada no indutor é enviada ao capacitor e à carga.

Tanto o diodo quanto o elemento de chaveamento devem suportar uma tensão igual ou superior à tensão de saída.

Embora, teoricamente, quando o ciclo de trabalho tende à unidade a tensão de saída tenda para infinito (Equação 31), na prática, os não ideais e parasitas do circuito (como a resistências internas associadas ao indutor e fonte) impedem o crescimento da tensão acima de certo limite, no qual as perdas nestes elementos resistivos se tornam maiores do que a energia transferida pelo indutor para a saída (POMILIO, 2014).

A relação tensão-corrente para o indutor é:

$$i = \frac{1}{L} \int_0^t V dt + i_0 \quad \text{Equação 21}$$

Ou,

$$V = L \frac{di}{dt} \quad \text{Equação 22}$$

Para um pulso retangular constante:

$$i = \frac{Vt}{L} + i_0 \quad \text{Equação 23}$$

Quando a chave S1 é ligada, a corrente é:

$$i_{pk} = \frac{(V_{in} - V_{Q1})T_{ON}}{L} + i_0 \quad \text{Equação 24}$$

Ou,

$$\Delta i = \frac{(V_{in} - V_{Q1})T_{ON}}{L} \quad \text{Equação 25}$$

E quando a chave S1 é desligada, a corrente é:

$$i_0 = i_{pk} - \frac{(V_{out} - V_{in} + V_D)T_{OFF}}{L} \quad \text{Equação 26}$$

Ou,

$$\Delta i = \frac{(V_{out} - V_{in} + V_D)T_{OFF}}{L} \quad \text{Equação 27}$$

Onde:

V_D - Tensão no diodo;

V_{in} - Tensão de entrada;

V_{out} - Tensão de saída;

T_{ON} - Tempo da chave ligada;

T_{OFF} - Tempo da chave desligada.

Igualando a Equação 25 com a Equação 27, tem-se que a expressão da tensão de saída V_{out} é:

$$\frac{(V_{in} - V_{Q1})T_{ON}}{L} = \frac{(V_{out} - V_{in} + V_D)T_{OFF}}{L} \quad \text{Equação 28}$$

$$V_{in} - V_{Q1}D = (V_{out} + V_D)(1 - D) \quad \text{Equação 29}$$

$$V_{out} = \frac{V_{in} - V_{Q1}D}{(1 - D)} - V_D \quad \text{Equação 30}$$

Desprezando-se a queda de tensão no diodo e na chave S1:

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{(1 - D)} \quad \text{Equação 31}$$

Assim, pode-se ver claramente que a tensão de saída é diretamente relacionada ao ciclo de trabalho.

3.7.2. Cálculos Preliminares

O conversor *boost* utilizado no circuito será projetado em dois estágios (N=2). Pois conforme Chakraborty (2013), essa técnica proporciona um ciclo de trabalho mais simétrico.

Para que o estágio inversor CC-CA seja capaz de fornecer uma tensão eficaz de 127 Vca à carga, a tensão de saída do conversor (V_{out}) deverá ser igual à tensão de pico CA (V_{max}):

$$V_{max} = V_{ef} \times \sqrt{2} = 127 \times \sqrt{2} \cong 180 \text{ V} \quad \text{Equação 32}$$

Portanto o conversor CC-CC deverá fornecer uma tensão de saída de 180 V_{CC} .

A partir da Equação 31 é possível determinar o ciclo de trabalho para o primeiro e segundo estágios. Para que o ciclo de trabalho seja simétrico entre ambos os estágios, faz-se necessário a inclusão da raiz quadrada na equação conforme segue:

$$D = 1 - \sqrt{\frac{V_{in}}{V_{out}}} = 1 - \sqrt{\frac{12}{180}} \cong 0,742 \quad \text{Equação 33}$$

Desta forma, o ciclo de trabalho mínimo será de 74,2% em ambos os estágios. Assim, pode-se calcular a tensão de saída em cada estágio. Para o primeiro será:

$$V_{out1} = \frac{V_{in1}}{(1 - D)} = \frac{12}{1 - 0,742} \cong 46,5 \text{ Vcc} \quad \text{Equação 34}$$

E para o segundo estágio, aplicando-se $V_{in2} = V_{out1}$, a tensão de saída será:

$$V_{out2} = \frac{V_{in2}}{(1 - D)} = \frac{46,5}{1 - 0,742} \cong 180 \text{ Vcc} \quad \text{Equação 35}$$

O *ripple* da corrente do indutor não pode ser calculado, pois o valor de L utilizado no projeto ainda não é conhecido. Uma boa estimativa para o *ripple* da corrente do indutor é 20% a 40% da corrente de saída I_{out} (HAUKE, 2014).

A corrente de saída para o primeiro estágio é dada por:

$$I_{out1} = \frac{P_0}{V_{out1}} = \frac{260}{46,5} \cong 5,6 \text{ A} \quad \text{Equação 36}$$

De forma semelhante, no segundo estágio a corrente de saída será:

$$I_{out2} = \frac{P_0}{V_{out2}} = \frac{260}{180} \cong 1,45 \text{ A} \quad \text{Equação 37}$$

Com base nos resultados obtidos acima, calcula-se ΔI_L através da seguinte equação:

$$\Delta I_L = 0,009 \times I_{out} \times \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) = 0,009 \times 5,6 \times \left(\frac{46,5}{12} \right) \cong 0,21 \text{ A} \quad \text{Equação 38}$$

E para o segundo estágio:

$$\Delta I_L = 0,3 \times I_{out} \times \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) = 0,3 \times 1,45 \times \left(\frac{180}{46,5} \right) \cong 1,3 \text{ A} \quad \text{Equação 39}$$

Os parâmetros utilizados para o projeto do conversor CC-CC *boost* estão listados nas tabelas abaixo:

Tabela 6 – Parâmetros de projeto do primeiro estágio do conversor *boost*.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_{in}	Tensão de entrada	12 V
V_{out}	Tensão de saída desejada	46,5 V
f_s	Frequência de chaveamento da chave <i>boost</i>	20 kHz
ΔI_L	<i>Ripple</i> estimado no indutor	0,21 A
ΔV_{out}	<i>Ripple</i> estimado da tensão de saída (0,3% da tensão de saída)	0,15 V
I_{out}	Corrente máxima de saída	5,6 A

Fonte: Elaborado pelos autores

Tabela 7 – Parâmetros de projeto do segundo estágio do conversor *boost*.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_{in}	Tensão de entrada	46,5 V
V_{out}	Tensão de saída desejada	180 V
f_s	Frequência de chaveamento da chave <i>boost</i>	21 kHz
ΔI_L	<i>Ripple</i> estimado no indutor	1,3 A
I_{out}	Corrente máxima de saída	1,45 A

Fonte: Elaborado pelos autores

3.7.3. Cálculo do indutor

De acordo com Hauke (2014), no conversor *boost* quem limita a ondulação de alta frequência da corrente é o indutor de entrada, porém, é preciso desenvolver uma expressão que permita determinar a indutância em função dos parâmetros de operação do circuito. O indutor atenua o *ripple* da corrente no circuito. Através da equação abaixo é estimado o valor de L para o circuito *boost*.

$$L = \frac{V_{in}(V_{out} - V_{in})}{\Delta I_L \times f_S \times V_{out}} \quad \text{Equação 40}$$

Aplicando a Equação 40 ao cálculo de L do primeiro estágio tem-se:

$$L = \frac{V_{in}(V_{out} - V_{in})}{\Delta I_L \times f_S \times V_{out}} = \frac{12(46,5 - 12)}{0,21 \times 20000 \times 46,5} \cong 2,1 \text{ mH} \quad \text{Equação 41}$$

Para o cálculo de L do segundo estágio:

$$L = \frac{V_{in}(V_{out} - V_{in})}{\Delta I_L \times f_S \times V_{out}} = \frac{46,5(180 - 46,5)}{1,3 \times 21000 \times 180} \cong 1,26 \text{ mH} \quad \text{Equação 42}$$

3.7.4. Cálculo do capacitor

O capacitor do circuito *boost* funciona como um filtro para que a tensão de saída do circuito seja constante. Através da Equação 43 pode-se estimar o valor de C para o circuito *boost* (HAUKE, 2014):

$$C = \frac{I_{out} \times D}{f_S \times \Delta V_{out}} \quad \text{Equação 43}$$

Substituindo as variáveis da equação acima pelos parâmetros do projeto referentes ao primeiro estágio do conversor *boost* tem-se:

$$C = \frac{I_{out} \times D}{f_S \times \Delta V_{out}} = \frac{4,95 \times 0,742}{20000 \times 0,15} = 1200 \mu F \quad \text{Equação 44}$$

Apesar do capacitor do segundo estágio ser um capacitor *boost*, ele não pode ser calculado apenas para a atenuação do *ripple* da tensão de saída, pois ele possui a função de desacoplamento do link CC. A equação que permite dimensionar o capacitor de desacoplamento é dada por (JUNIOR, 2011):

$$C_{cc} \geq \frac{P_{out\ eficaz} \times \sqrt{2}}{(V_{cc\ max}^2 - V_{cc\ min}^2) \times \pi \times 60} = \frac{260 \times \sqrt{2}}{(206^2 - 152^2) \times \pi \times 60} \cong 100 \mu\text{F} \quad \text{Equação 45}$$

3.8. INVERSOR CC-CA

Uma vez que se tem uma tensão no lado CC, o inversor será responsável por converter a tensão CC aplicada na entrada em uma tensão de saída com forma de onda senoidal (CA), assim como a tensão padrão da rede – $127 V_{rms}$ e 60 Hz (CHAKRABORTY, 2013) (POMILIO, 2013).

O projeto do inversor CC-CA será baseado na estrutura de ponte completa (também conhecida por ponte H), pois é a mais utilizada comercialmente e mais adequada a aplicação descrita neste trabalho. A modulação adotada é a SPWM. Abordar-se-á também a análise dos harmônicos indesejados gerados pelo chaveamento em alta frequência dos MOSFETs e o dimensionamento dos elementos de um filtro LC conectado na saída do inversor de forma que apenas a parcela referente à frequência fundamental seja disponibilizada na saída, garantindo o fornecimento de uma energia com elevado grau de qualidade à carga conectada – cuja característica pode variar segundo o tipo de carga (BARBI, ESTOFANERO, *et al.*, 2008).

3.8.1. Funcionamento

A modulação está diretamente ligada ao princípio de funcionamento do inversor de tensão. A modulação SPWM varia a razão cíclica (D) aplicada aos MOSFETs de forma que um sinal alternado de baixa frequência (60 Hz) seja obtido através de uma modulação em alta frequência.

Segundo Pomilio (2013), para que se obtenha uma forma de onda aceitável sobre a carga, a frequência da onda triangular (portadora) deve ser, no mínimo 20 vezes superior à máxima frequência da onda de referência. A tensão CA aplicada à carga é formada por uma sucessão de ondas retangulares de amplitude igual à tensão de alimentação CC e de duração variável.

3.8.2. Cálculos Preliminares

Quando a taxa de modulação de amplitude, m_a , se aproxima da unidade, o ciclo de trabalho obtido nos pontos onde a amplitude da onda senoidal é máxima (tensão de pico positivo) ou mínima (tensão de pico negativo), tende a ser contínuo por mais de dois ciclos. Tal condição pode ser

prejudicial ao controle de tensão em sistemas que façam uso da modulação SPWM. A Figura 17 ilustra a região referida anteriormente:

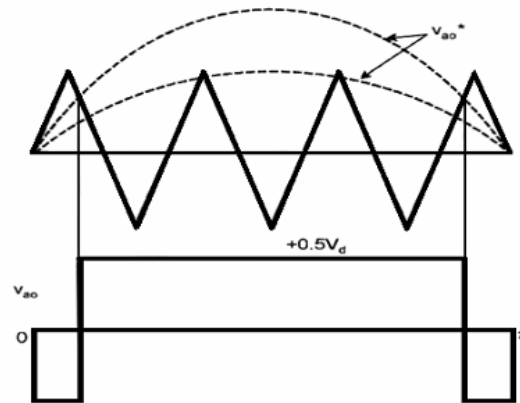


Figura 17. Região de sobremodulação.

Fonte: (BOSE *apud* SEREDNICKI, PAULO e SANTOS, 2007)

Nesse ponto a onda estará sobremodulada, pois a sua amplitude ultrapassa a amplitude da portadora. Também é comumente conhecida por região de sobremodulação. Observa-se o incremento da amplitude da componente fundamental da onda de saída, além disso, pode-se destacar como fator degradante na qualidade da tensão de saída o aparecimento acentuado da 5ª e 7ª harmônicas conforme descrevem Serednicki, Paulo e Santos (2007).

A relação entre a amplitude do sinal modulante, V_{sen} , e amplitude da portadora, V_{tri} , define a taxa de modulação de amplitude, m_a como sendo:

$$m_a = \frac{V_{sen}}{V_{tri}} = \frac{4,9}{5} = 0,98 \quad \text{Equação 46}$$

Para a modulação PWM senoidal (SPWM), a amplitude da tensão fundamental é dada por:

$$V_{out} = \frac{V_{sen}}{V_{tri}} \times V_{cc} = \frac{4,9}{5} \times 183 \cong 180 V_{cc} \quad \text{Equação 47}$$

A forma de onda principal do SPWM e a forma de onda da tensão de saída são apresentadas na Figura 18:

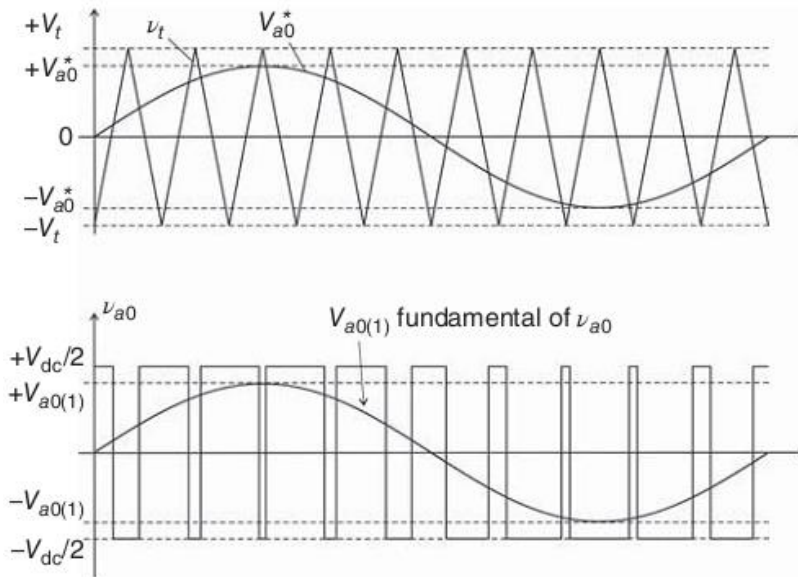


Figura 18. Modulação senoidal.

Fonte: (SANTOS e DA SILVA, 2015)

Isso significa que a tensão de pico da frequência fundamental gerada pelo chaveamento dos MOSFETs através do SPWM é diretamente proporcional à taxa de modulação de amplitude (m_a) para um valor no barramento CC (V_{cc}) (SANTOS e DA SILVA, 2015). A frequência adotada no projeto do inversor para a onda portadora (triangular) é de 12 kHz, portanto, a taxa de modulação de frequência será:

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{referência}} = \frac{12000}{60} = 200 \quad \text{Equação 48}$$

Onde:

$f_{portadora}$ - Frequência da onda portadora (triangular);

$f_{referência}$ - Frequência da onda de referência.

3.8.3. Cálculo do Filtro de Saída

A maior parte das componentes harmônicas do sinal gerado pelo chaveamento dos MOSFETs através do SPWM se concentra longe da frequência de operação do inversor (inicialmente 60 Hz) e próximo da frequência de chaveamento. Como a frequência de chaveamento adotada é de 12 kHz, pode-se ver na figura abaixo que as componentes harmônicas do sinal chaveado são múltiplas de 12 kHz (24, 36, 48...).

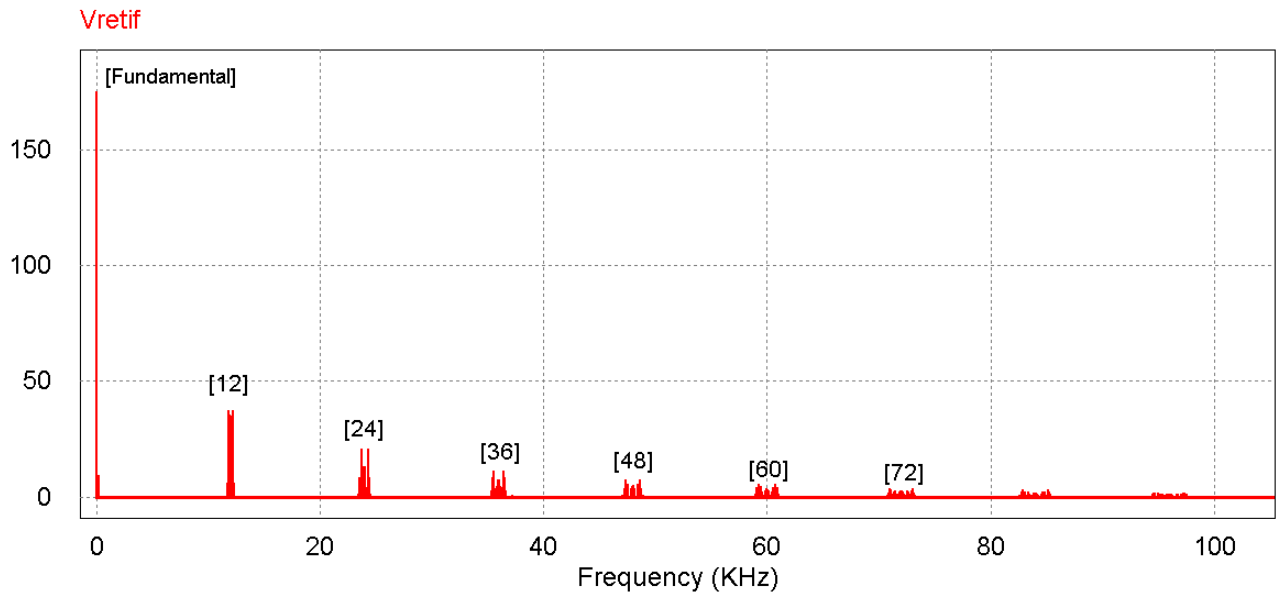


Figura 19. Sinal modulado no domínio da frequência.

Fonte: Elaborado pelos autores

Com o intuito de limitar e reduzir o conteúdo harmônico na tensão de saída, após o chaveamento utiliza-se o filtro LC. Existem diversos métodos o dimensionamento do filtro LC passa-baixa. O fato do filtro em questão possuir apenas dois elementos torna o seu funcionamento e implementação bastante simplificados. O capacitor (paralelo) tem baixa impedância, servindo assim, de caminho para as componentes harmônicas da corrente de saída (I_{out}), já o indutor (série) fica responsável por filtrar os harmônicos de tensão. O filtro de saída também é responsável por grande parte do volume e peso do microinversor, portanto, deve-se ter o compromisso de escolher os componentes mais adequados à aplicação. A Figura 20 mostra o modelo (circuito) de um filtro LC típico (SEREDNICKI, PAULO e SANTOS, 2007).

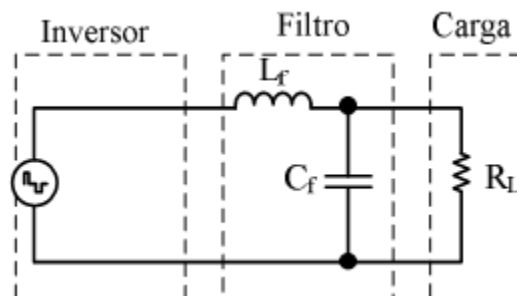


Figura 20. Filtro LC de saída do inversor.

Fonte: (LINARD, 2009)

A partir disso, é possível levantar o equacionamento da impedância equivalente e a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada (JUNIOR, 2011).

$$Z_{eq} = \frac{Z_2 \times Z_o}{Z_2 + Z_o} \quad \text{Equação 49}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_{eq}}{Z_1 + Z_{eq}} \quad \text{Equação 50}$$

Para o projeto do filtro, Z_o é considerado uma carga puramente resistiva, e aplicando-se a transformada de Laplace, chega-se às seguintes equações no domínio da frequência:

$$Z_{eq} = \frac{R_L}{1 + sCR_L} \quad \text{Equação 51}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{sLC + \frac{sL}{R_L} + 1} \quad \text{Equação 52}$$

Convertendo as equações acima do domínio da frequência para o domínio do tempo, onde: $s = j\omega$ e $s^2 = -\omega^2$, chega-se a seguinte equação:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - \omega^2LC + j\frac{\omega L}{R_L}} \quad \text{Equação 53}$$

Por definição, as equações do fator de amortecimento e da frequência angular de oscilação do filtro LC são:

$$\zeta = \frac{1}{2R_L} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{Equação 54}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{Equação 55}$$

Substituindo na Equação 53, obtém-se a relação da tensão de saída pela tensão de entrada.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(j\omega) = \frac{1}{\frac{-\omega^2}{\omega_o^2} + j2\zeta \frac{\omega}{\omega_o} + 1} \quad \text{Equação 56}$$

Conforme Serednicki, Paulo e Santos (2007), a efetiva obtenção de resultados ao utilizar-se o filtro na saída de um inversor depende de certos aspectos da tensão de saída e da carga acoplada aos terminais do inversor, a saber:

- Variação e tipo da carga;
- Frequência de saída;
- Conteúdo harmônico do espectro de frequência.

Para simplificar o projeto é considerada a condição de carga resistiva pura. Assim, com o inversor operando à plena carga, a resistência equivalente R_L será:

$$R_L = \frac{V_{out}^2}{P_o} = \frac{127^2}{260} \cong 62 \Omega \quad \text{Equação 57}$$

Sabe-se que o fator de amortecimento adotado deve ser maior que 0,707 para evitar oscilações elevadas na região da frequência de cortes, contudo, deve ser menor que a unidade para evitar defasagens significativas na frequência fundamental. Idealmente, a frequência de corte deve ser no mínimo trinta vezes maior que a frequência fundamental da tensão de saída do estágio inversor CC-CA, para que o deslocamento de fase seja praticamente nulo (RECH, 2009).

Isolando C e L da Equação 54 e da Equação 55 tem-se:

$$C = \frac{1}{2\zeta\omega_o R} \quad \text{Equação 58}$$

$$L = \frac{1}{\omega_o^2 C} \quad \text{Equação 59}$$

Os valores de L e C devem ser escolhidos de forma de f_c seja suficientemente menor que a frequência de chaveamento dos MOSFETs da ponte H do inversor. Um afastamento de dez vezes entre essas frequências fornece uma atenuação de 10 dB (Figura 31), fazendo com que na tensão de saída do filtro as componentes harmônicas múltiplas da frequência de chaveamento apresentem uma considerável atenuação na sua amplitude máxima (SILVA, 2012). Desta forma, assumindo-se que $\omega_o = 2\pi f_c$, $\zeta = 0,707$ e $f_c = 95 \text{ Hz}$, chega-se as seguintes relações para o cálculo final de L e C:

$$C = \frac{1}{4\pi\zeta f_c R} = \frac{1}{4\pi \times 0,707 \times 95 \times 62} \cong 20 \mu F \quad \text{Equação 60}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \times 100)^2 \times 16 \times 10^{-6}} \cong 104 \text{ mH} \quad \text{Equação 61}$$

A frequência de ressonância do filtro, também conhecida como sua frequência de corte, em Hz, pode ser verificada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(104 \times 10^{-3} \times 20 \times 10^{-6})}} \cong 95 \text{ Hz} \quad \text{Equação 62}$$

3.9. RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA - MPPT

Devido a sua fácil implementação e alta eficiência, a técnica de MPPT utilizada neste trabalho é a P&O (Perturbação e Observação). Seu algoritmo é muito simples, tendo apenas algumas adições, comparações e uma multiplicação, podendo inclusive ser realizado por microcontroladores de baixo custo.

Perturbando a tensão do módulo solar em uma dada direção, observa-se o comportamento da sua potência de saída. Caso a potência aumente, a perturbação continua na mesma direção, caso diminua, a perturbação da tensão do módulo será na direção oposta (SEGUEL, 2009). Este processo é repetido periodicamente.

A aquisição dos valores de corrente e tensão do módulo fotovoltaico é feita através de sensores de corrente e tensão respectivamente, os sensores enviam a medição realizada para o bloco BLC. Através deste bloco pode-se compilar e executar códigos criados em linguagem C

(APÊNDICE B). Ainda no bloco BLC, é realizada a multiplicação da corrente pela tensão, obtendo assim, a potência fornecida pelo módulo fotovoltaico. A saída do bloco fornece a tensão de referência para o comparador. A Figura 6 ilustra o algoritmo MPPT utilizado no circuito.

3.10. CONTROLE DE TENSÃO EM MALHA FECHADA

Devido à dinâmica do circuito conversor e do filtro LC, conforme a carga conectada aos terminais de saída do inversor varia, a tensão de saída se torna instável. Para que a tensão de saída do inversor seja mantida em $127 V_{CA}$, faz-se necessário o uso de um controle automático contínuo em malha fechada que atue no ciclo de trabalho do segundo estágio do conversor *boost*. O controle aplicado ao circuito é do tipo PI (Proporcional-Integral).

3.10.1. Funcionamento

Um sensor de tensão fornece uma realimentação da tensão CA aplicada à carga, ela passa por um filtro passa-faixa de segunda ordem, assim, apenas a componente fundamental é levada em consideração para o controle da tensão final. A função de transferência do filtro é dada por (POWERSIM TECHNOLOGIES INC., 1999):

$$G(s) = k \cdot \frac{B \cdot s}{s^2 + B \cdot s + \omega_0^2} \quad \text{Equação 63}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_c \quad \text{Equação 64}$$

$$B = 2\pi f_b \quad \text{Equação 65}$$

Onde k é o ganho (1), f_c é a frequência central (60 Hz) e f_b é a banda passante (20 Hz). Em seguida, é calculado o valor eficaz (RMS) do sinal de tensão filtrado. Este valor é atualizado ciclo após ciclo através da seguinte expressão (POWERSIM TECHNOLOGIES INC., 1999):

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{in}^2(t) dt} \quad \text{Equação 66}$$

Comparando o valor eficaz obtido com uma referência fixa (*setpoint*), obtém-se o erro que será aplicado à entrada do controlador PI, cuja função de transferência é definida como sendo (POWERSIM TECHNOLOGIES INC., 1999):

$$G(s) = k \cdot \frac{1 + s \cdot T}{s \cdot T} \quad \text{Equação 67}$$

A saída do controlador PI é proporcional ao erro (P), e proporcional à integral do erro (I), desta forma, através da relação entre a tensão de controle e a amplitude da onda triangular determina-se o ciclo de trabalho aplicado ao MOSFET do segundo estágio do conversor *boost*. Um limitador é adicionado após o bloco PI para impedir que o ciclo de trabalho do PWM seja maior que 90% e menor que 10%. A Figura 21 ilustra o circuito de controle proposto.

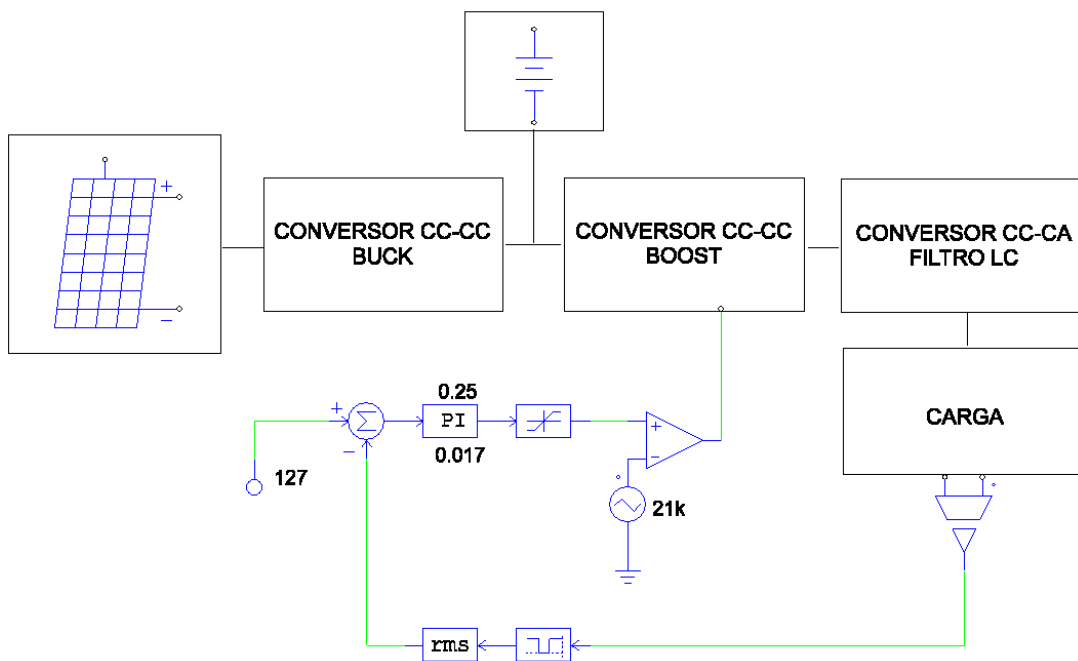


Figura 21. Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.

Fonte: Elaborado pelos autores

3.10.2. Sintonia do Controlador PI

Existem vários métodos de ajustes dos parâmetros do controlador PI. Quando se tem um modelo matemático do processo, é possível determinar os parâmetros de controle através de métodos analíticos. No entanto, caso o modelo matemático não possa ser obtido com facilidade, a

abordagem analítica passa a se tornar inviável (OGATA, 2011). Nestes casos deve-se fazer o uso de técnicas experimentais ou empíricas.

3.10.2.1. Método da tentativa sistemática

O método da tentativa sistemática, por ser um método de ajuste empírico, requer que o controlador PI e o processo (conversor *boost*) estejam operando em regime constante. Ele consiste em aumentar ou diminuir os ajustes de ganho proporcional (K_p) e o tempo da ação integral (T_i) de forma individual até que se obtenha a resposta desejada conforme ilustra a Figura 22 (THE INTERNATIONAL SOCIETY OF AUTOMATION, 2012).

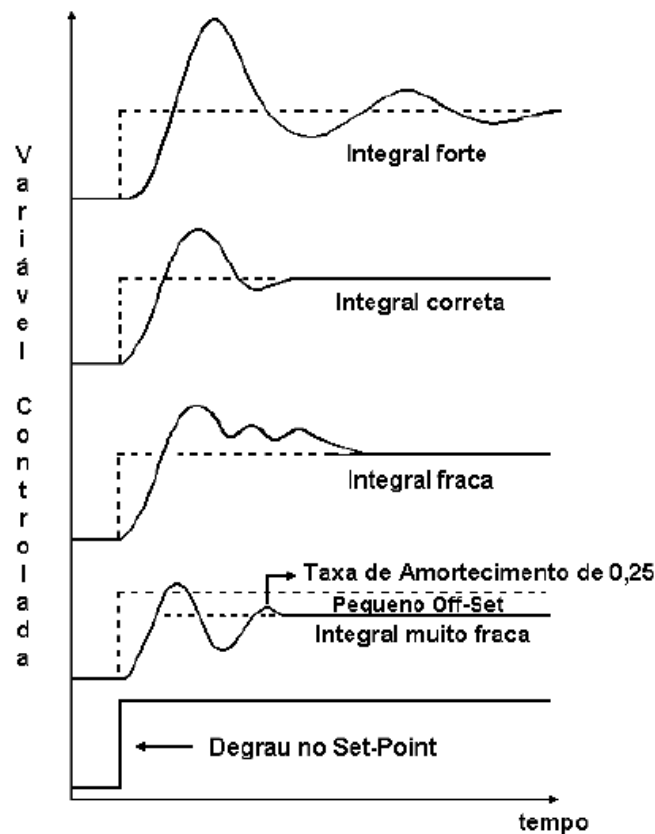


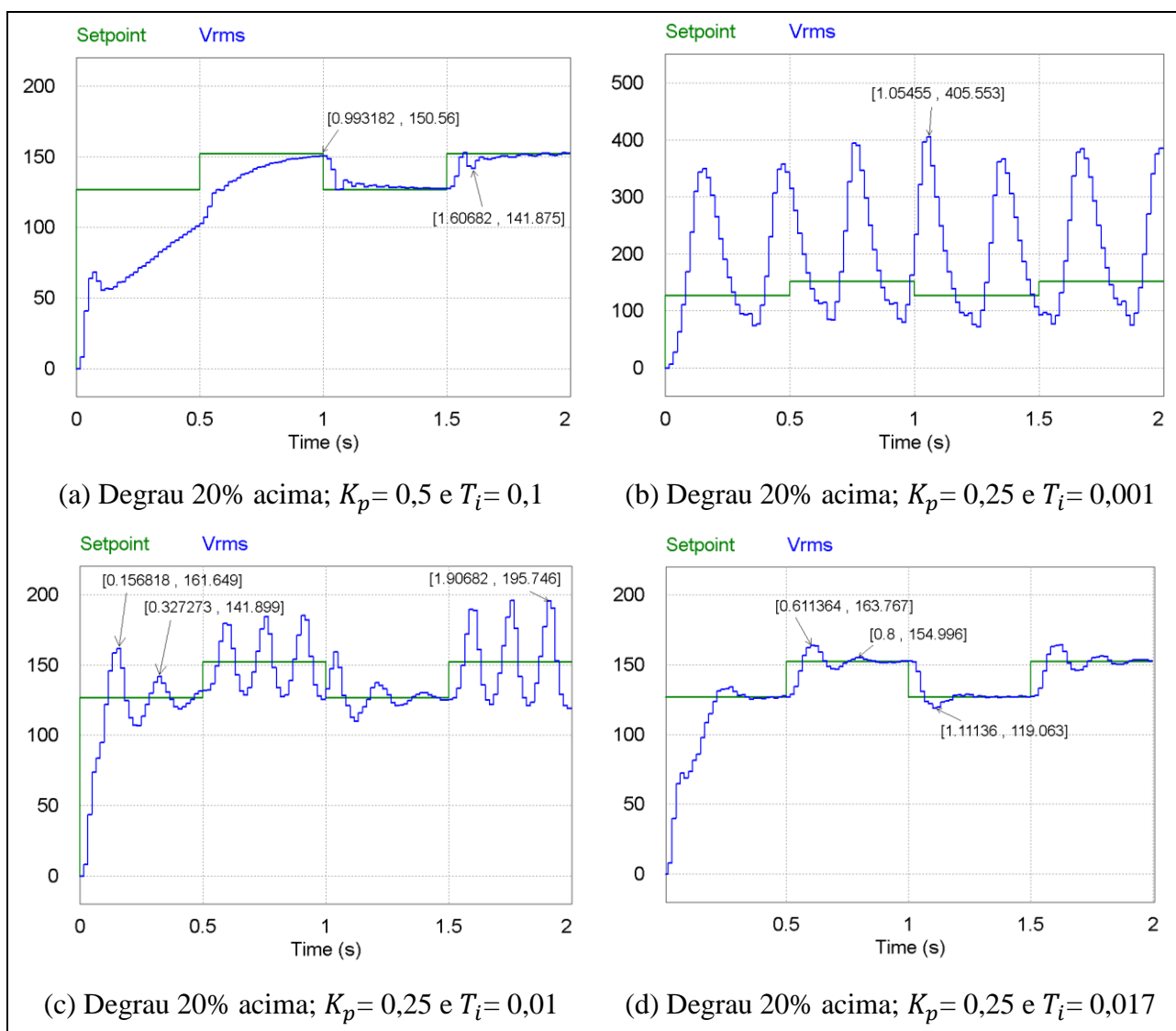
Figura 22. Ajuste da ação proporcional + integral.

Fonte: (THE INTERNATIONAL SOCIETY OF AUTOMATION, 2012)

Assim como na figura acima, a referência (*setpoint*) deve ser alterada de forma a inserir distúrbios uniformes e periódicos no sistema. Geralmente este distúrbio é feito através de um degrau na referência. Para que os resultados obtidos sejam confiáveis, é importante que todas as outras condições do sistema, como a carga conectada ao inversor e a potência fornecida pela fonte, permaneçam inalteradas. Os distúrbios inseridos no sistema devem ser repetidos todas as vezes que

houver alteração nos parâmetros de controle – K_p e T_i . É importante que o degrau seja acima e abaixo da referência normal e que o distúrbio provocado seja considerável, porém, não excessivo (THE INTERNATIONAL SOCIETY OF AUTOMATION, 2012).

O critério de qualidade de desempenho do controle adotado é baseado na taxa de amortecimento. De acordo com este critério, a relação de amplitude entre dois picos sucessivos é 0,25, ou seja, cada onda será um quarto da precedente até que o sistema atinja a estabilidade. A Figura 23 mostra o processo de sintonia do controle do sistema objeto deste estudo.



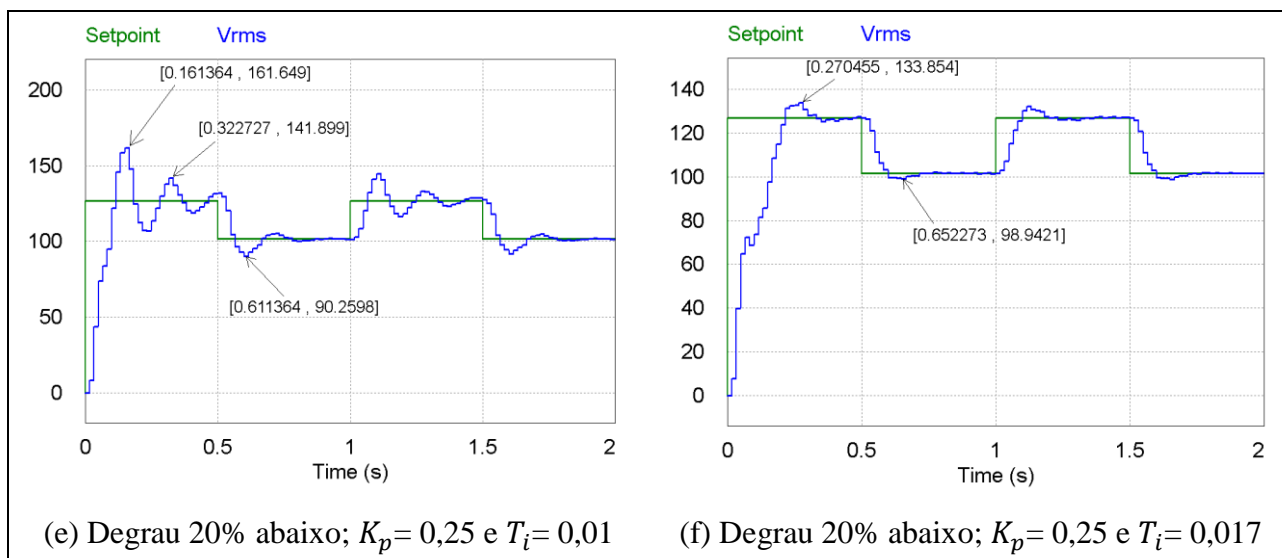


Figura 23. Sintonia do controlador PI – Tentativa sistemática.

Fonte: Elaborado pelos autores

4. SIMULAÇÃO DO CIRCUITO E RESULTADOS

Neste capítulo serão realizadas as simulações do circuito calculado no capítulo anterior. Através da observação e análise criteriosa dos resultados obtidos na simulação computacional pode-se determinar a correta funcionalidade do circuito e o cumprimento dos objetivos propostos para o trabalho em questão.

4.1. MÓDULO FOTOVOLTAICO

O software de simulação de circuitos elétricos PSIM®, possui um módulo de energias renováveis. Através dessa ferramenta pode-se simular o comportamento de um módulo fotovoltaico modelando seu comportamento com elevado grau de exatidão. Seu modelamento físico é elaborado com base nas características fornecidas pelo fabricante (Tabela 4), desta forma o software calcula as curvas características I x V e P x V do módulo fotovoltaico.

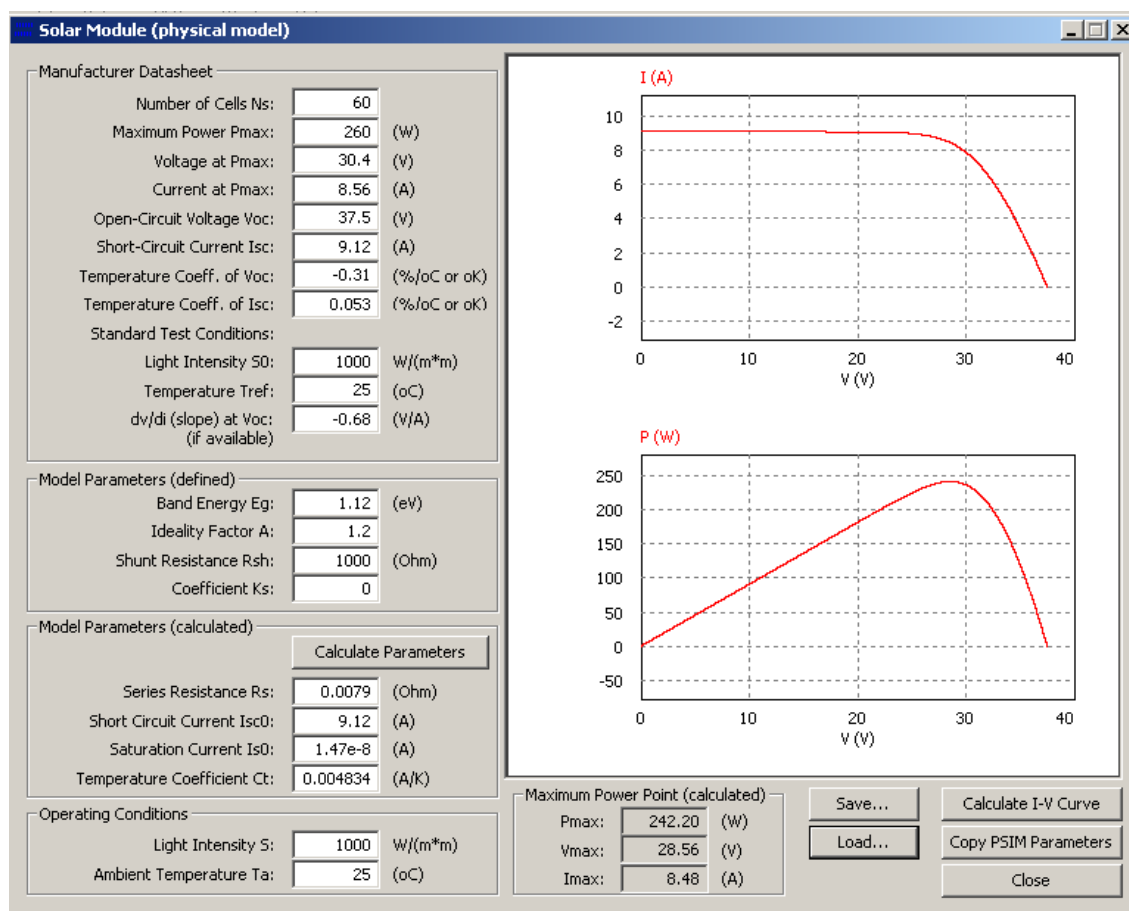


Figura 24. Dados para simulação do módulo solar CS6P-260.

Fonte: Elaborado pelos autores

O software também permite a variação de parâmetros como a temperatura e a radiação solar incidente na superfície do módulo. Com base nestes parâmetros pode-se medir a potência instantânea teórica do módulo fotovoltaico. Visando-se simular o comportamento do módulo fotovoltaico com valores reais, os autores se basearam nos dados de radiação solar diária fornecidos por pelo Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos (CEPEL-CRESESB, 2014), deliberadamente fixados em 400, 600, 1000 e 1300 W/m². Como a temperatura ambiente não implica em grandes variações na potência do módulo, para este trabalho adota-se a temperatura ambiente padrão em 25 °C. Por meio da figura abaixo se pode constatar a variação da potência teórica (Pteórica) fornecida pelo módulo solar através da variação da radiação solar no tempo.

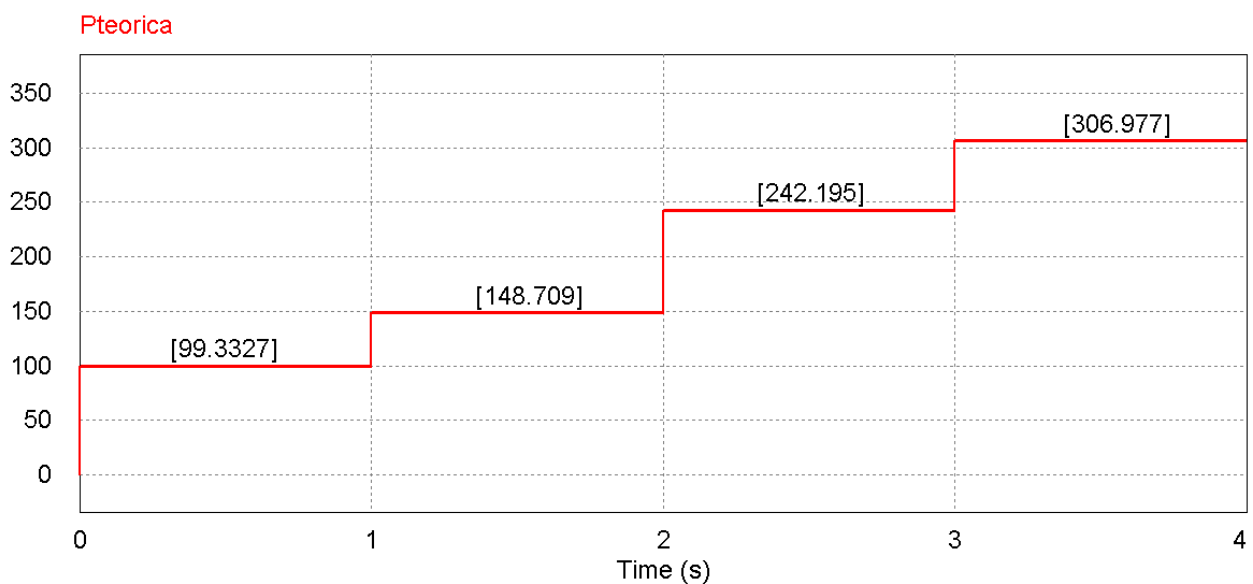


Figura 25. Simulação de variação da radiação solar – 400, 600, 1000 e 1300[W/m²].

Fonte: Elaborado pelos autores

4.2. BATERIA

4.2.1. Carga

Com o intuito de conhecer o comportamento da bateria na condição onde ela é apenas carregada pelo módulo fotovoltaico, simula-se o circuito com carga nula e 1300 W/m² de radiação solar, ou seja, toda a energia produzida será aplicada no carregamento da bateria. Medindo os sinais de tensão (Vbat) e corrente na bateria (Ibat) tem-se os seguintes resultados:

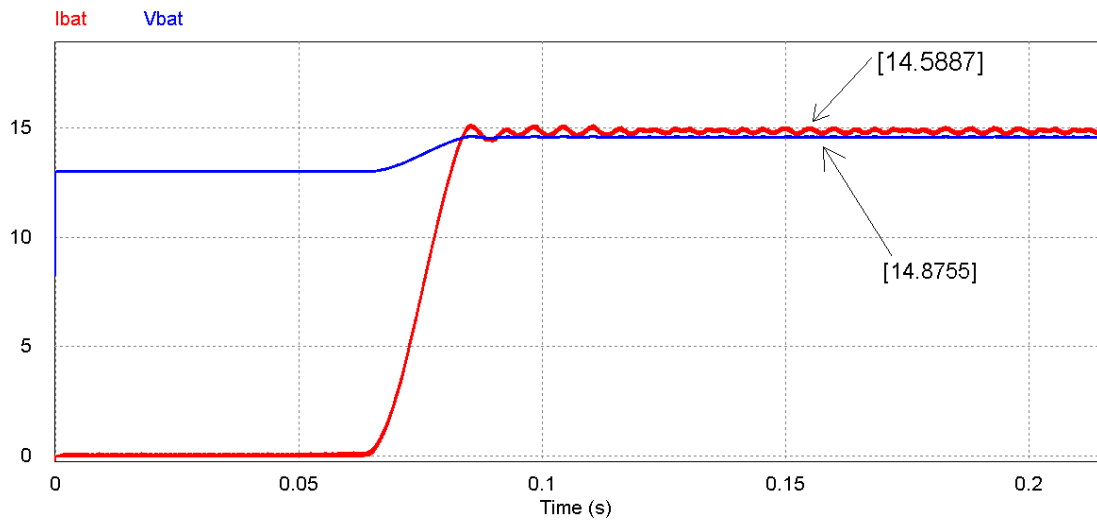


Figura 26. Tensão e corrente durante o carregamento da bateria.

Fonte: Elaborado pelos autores

4.2.2. Descarga

Conectando uma resistência de 62 Ω (carga nominal) nos terminais de saída do microinversor e desconectando o módulo solar do circuito a bateria se tornará a principal fonte de energia à carga. Assim, esta condição simula o sistema fotovoltaico em funcionamento noturno ou em dias muito nublados. Através da Figura 27 pode-se visualizar o comportamento dos sinais de tensão (Vbat) e corrente na bateria (Ibat).

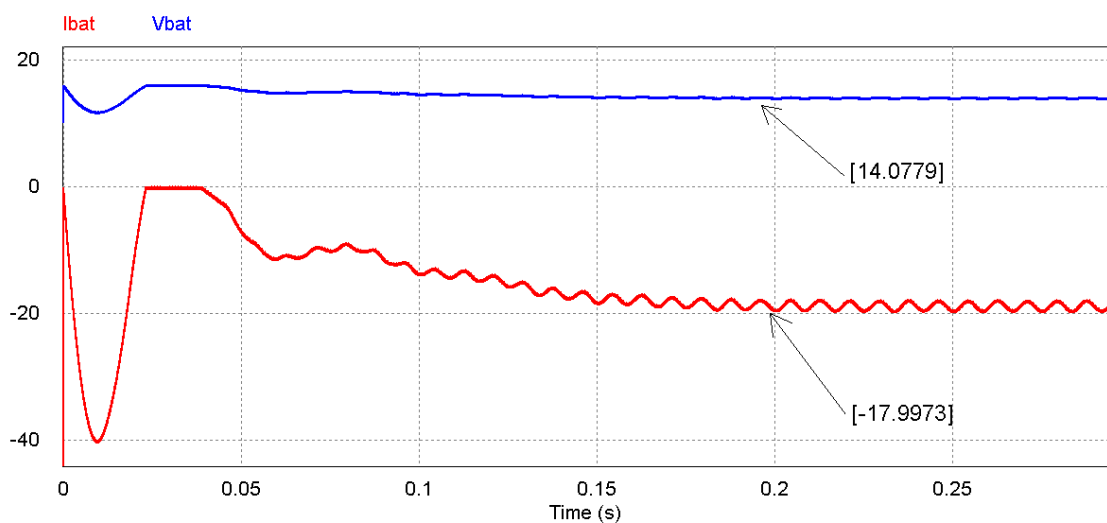


Figura 27. Tensão e corrente durante o descarregamento da bateria.

Fonte: Elaborado pelos autores

4.3. MPPT

Conforme descrito no Capítulo 2 deste trabalho, a função do algoritmo de controle MPPT é buscar a máxima potência oferecida pelo módulo fotovoltaico.

Para a simulação do algoritmo MPPT utilizado (P&O), faz-se necessária a variação do nível de radiação solar sobre o módulo fotovoltaico (conforme item 4.1). Desta forma, o algoritmo deverá ser capaz de localizar o melhor ponto de operação do sistema. Através da comparação entre a potência real fornecida ($I_{source} \cdot V_{source}$) e a potência teórica calculada ($P_{teorica}$), pode-se observar a eficiência do controle implementado. A Figura 28 mostra os valores das potências com o MPPT.

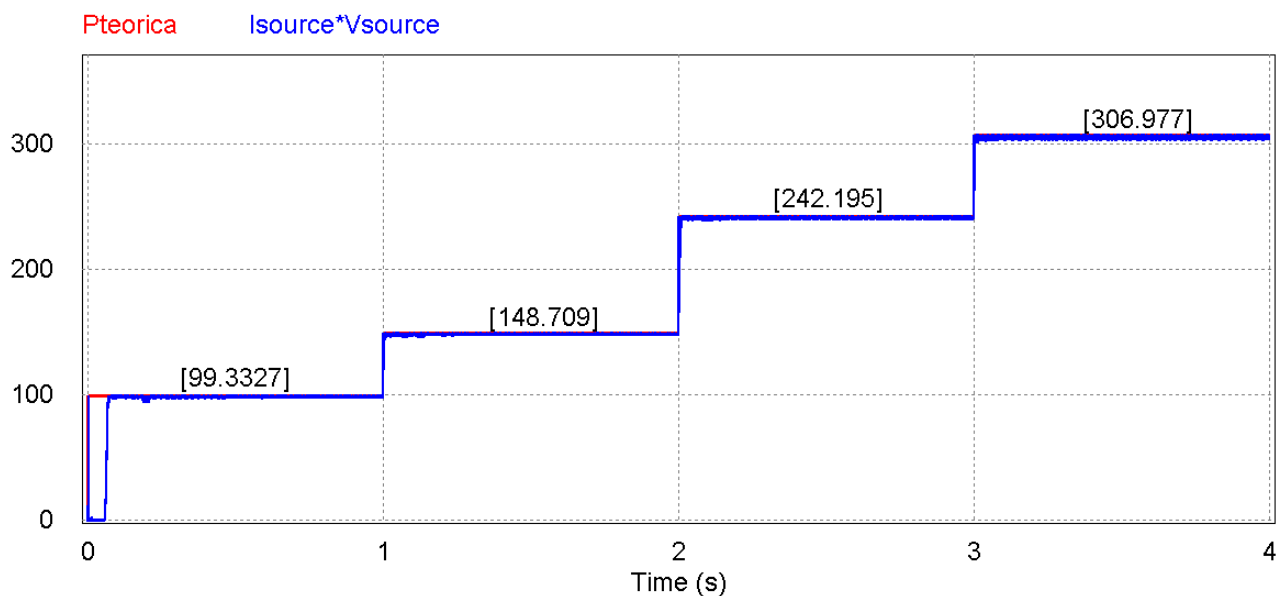


Figura 28. Simulação do circuito com MPPT.

Fonte: Elaborado pelos autores

Como parâmetro para comparação e análise, a Figura 29 ilustra o comportamento do mesmo circuito sem o controle MPPT. Desta forma, utiliza-se um ciclo de trabalho constante para chaveamento do MOSFET do circuito *buck*. O cálculo para a determinação do ciclo de trabalho é descrito de forma detalhada no item 3.6.2. Pode-se notar que o sistema opera a uma potência inferior a potência teórica calculada para o módulo, assim, o circuito tem sua eficiência drasticamente reduzida.

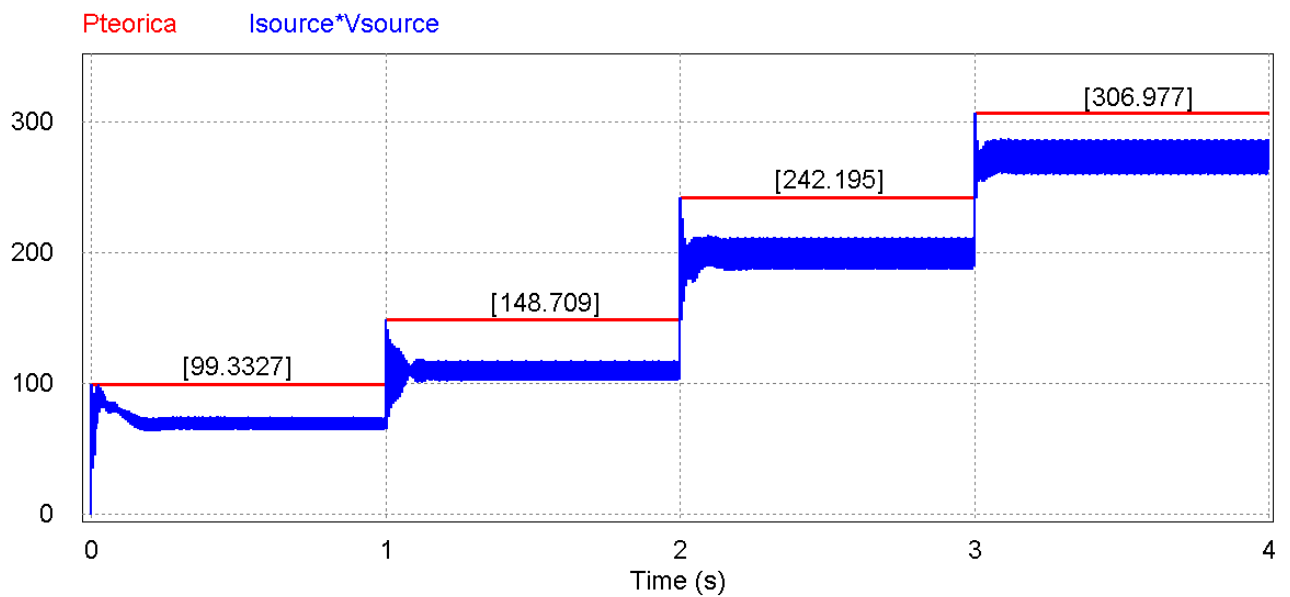


Figura 29. Simulação do circuito sem MPPT.

Fonte: Elaborado pelos autores

4.4. PONTE H

A ponte composta por quatro MOSFETs é a responsável pela inversão CC para CA. A Figura 30 mostra as formas de onda nos *gates* dos MOSFETs. O SPWM é aplicado apenas aos componentes Q1 e Q3.

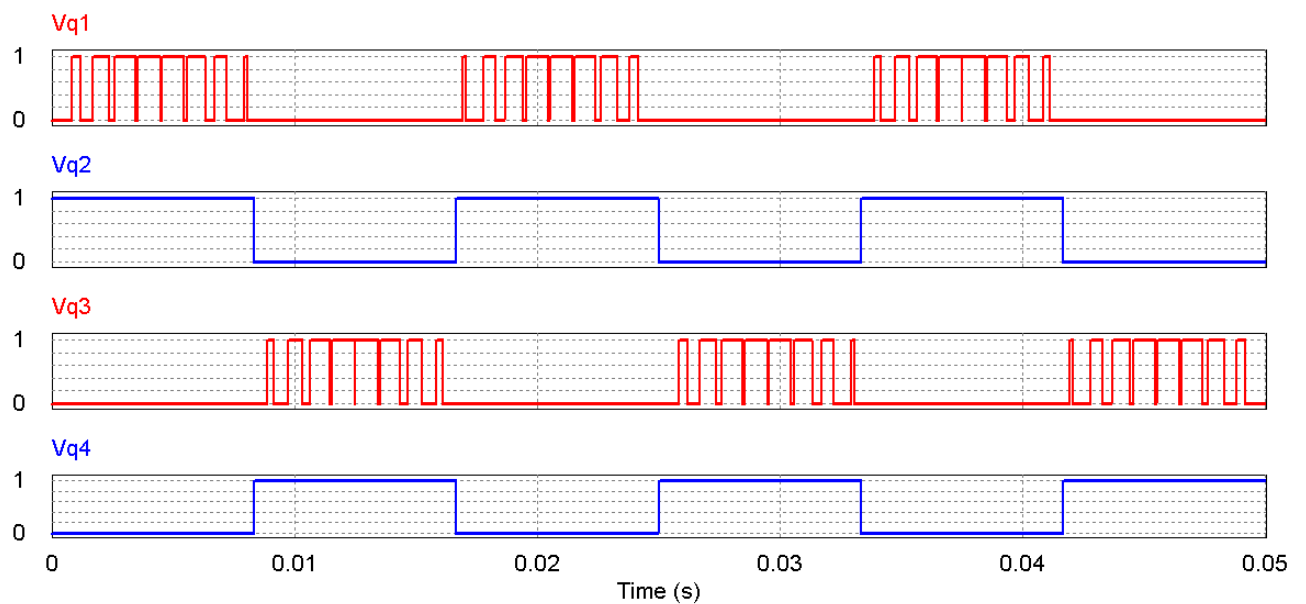


Figura 30. Chaveamento dos MOSFETs.

Fonte: Elaborado pelos autores

4.5. FILTRO LC

O filtro LC dimensionado para este projeto possui a frequência de corte em 95 Hz (Equação 62). Através da simulação com carga nominal, pode-se obter sua resposta em frequência que é plotada no diagrama de Bode conforme mostra a Figura 31. Pode-se observar que o filtro possui uma atenuação de aproximadamente 10 dB por década.

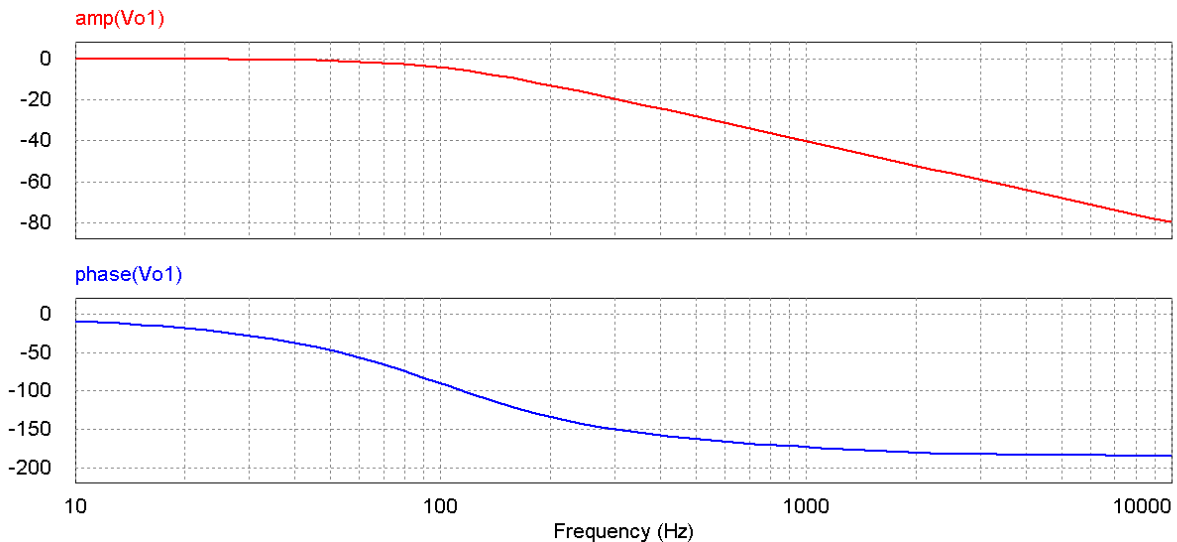


Figura 31. Diagrama de Bode – Filtro LC.

Fonte: Elaborado pelos autores

O espectro de frequência do sinal filtrado é apresentado abaixo:

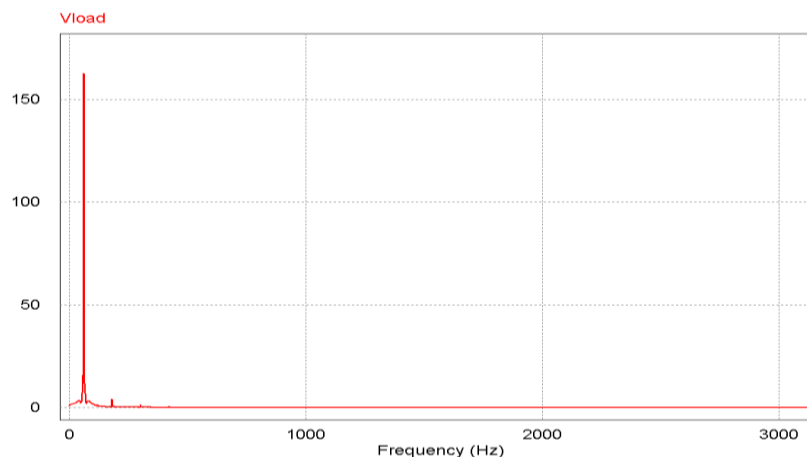


Figura 32. Tensão de saída no domínio da frequência.

Fonte: Elaborado pelos autores

Se comparado a Figura 19, conclui-se que o filtro atende a finalidade de atenuar a componente harmônica do sinal da tensão de saída.

4.6. TENSÃO NA CARGA

Como visto anteriormente, a principal função do microinversor proposto neste trabalho é alimentar as cargas com uma tensão CA de $127V_{rms}$ e 60 Hz. Desta forma, faz-se necessário a análise das formas de onda de tensão e corrente da energia fornecida à carga.

4.6.1. Carga Resistiva

Como parâmetros iniciais para esta simulação serão utilizados os níveis de radiação solar descritos no item 4.1 deste capítulo. Os níveis serão atualizados em períodos de um segundo, sendo assim necessários quatro segundos para a simulação completa. Nesta primeira simulação de carga, será conectada uma resistência de 77Ω (80 % da carga nominal) nos terminais do microinversor e o controlador de tensão terminal aplicado ao segundo estágio do conversor *boost* será desativado e substituído pelo PWM fixo calculado no item 3.7.2.

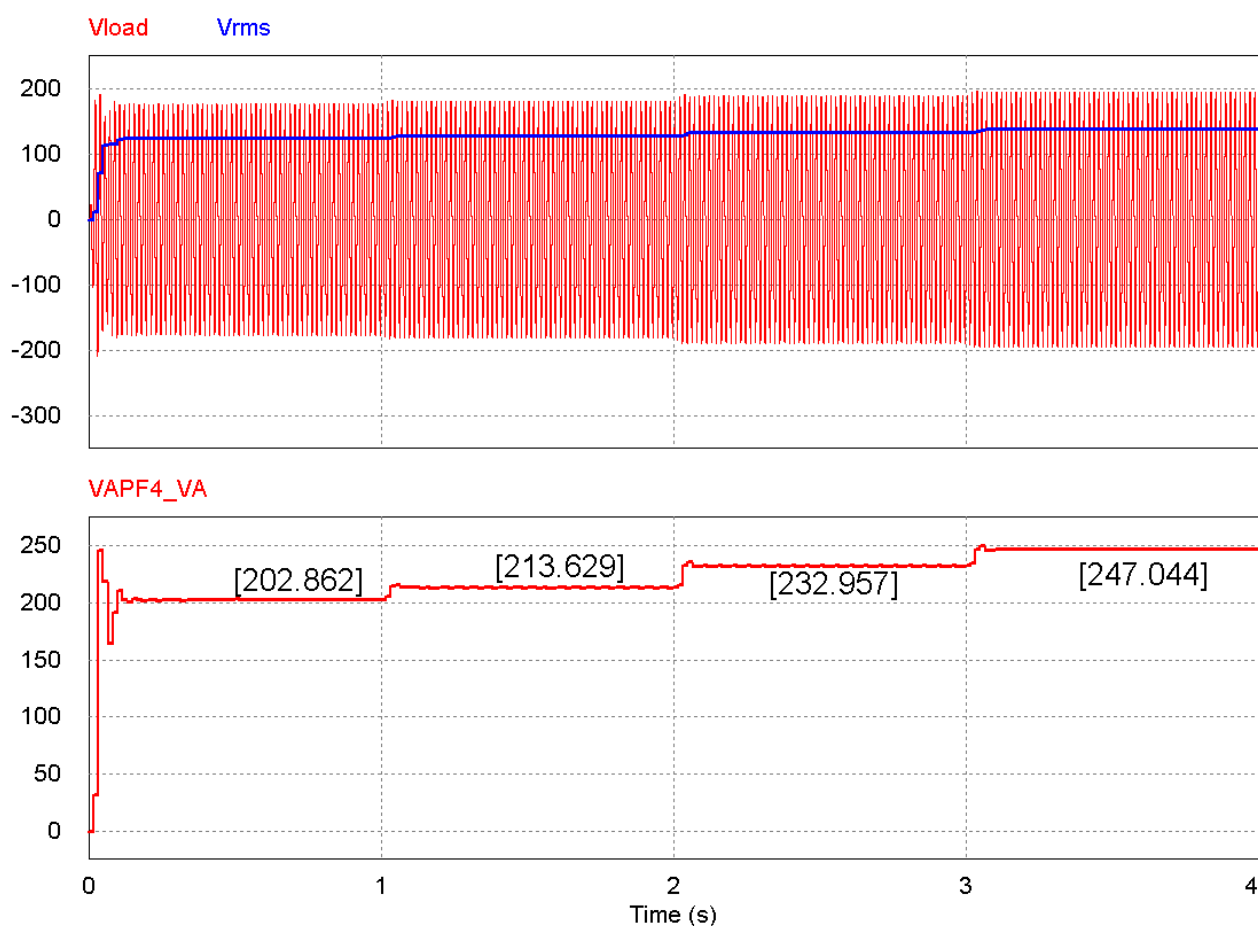


Figura 33. Tensão de saída (carga resistiva) sem o controlador PI.

Fonte: Elaborado pelos autores

Analisando a Figura 33 nota-se que a tensão de saída aumenta de acordo com o nível de radiação incidente no módulo fotovoltaico. No último segundo simulado a tensão de saída chega a $138 V_{rms}$, tal condição é extremamente prejudicial à carga. Ainda na Figura 33 pode-se destacar o aumento da potência (VAPF4_VA) devido à sobretensão na carga. A potência teórica da carga conectada para a tensão nominal do microinversor é descrita pela equação abaixo:

$$P_{carga} = \frac{V_{out}^2}{R_L} = \frac{127^2}{77} \cong 209,4 W \quad \text{Equação 68}$$

No segundo cenário, o principal intuito é verificar as oscilações na tensão de saída do circuito devido aos degraus no nível de radiação e analisar o comportamento do controle de tensão que estará ativado. A Figura 34 mostra a tensão de saída.

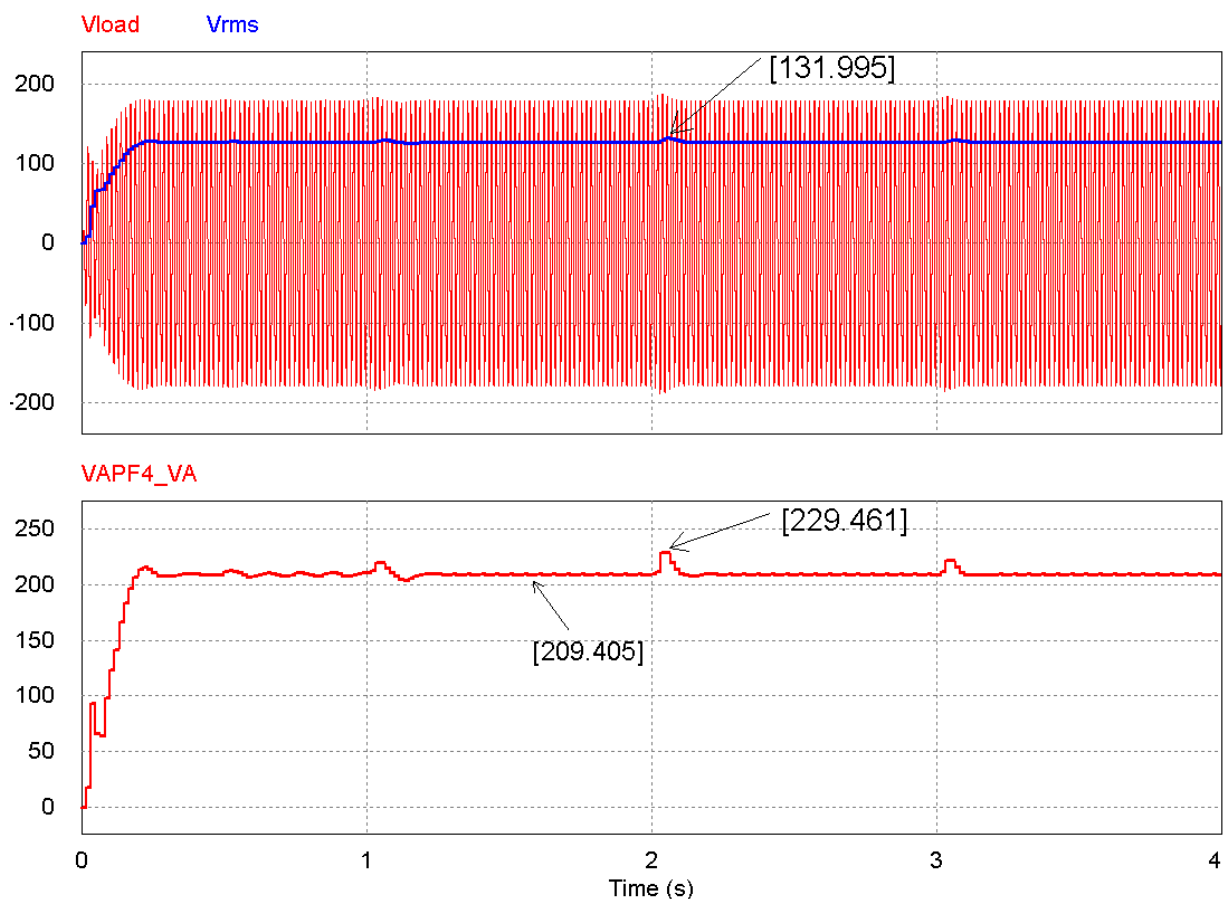


Figura 34. Tensão de saída (carga resistiva) com o controlador PI.

Fonte: Elaborado pelos autores

Nesta simulação percebe-se claramente que, devido ao controle de tensão implementado através do controlador PI, a tensão de saída se manteve em um nível estável e plenamente satisfatório. O *overshoot* máximo da tensão RMS foi de 3,94 % acima da tensão nominal em um período de 55 ms. E o *overshoot* máximo da potência foi de 9,7 % acima da potência nominal em um período de 62 ms.

4.6.2. Carga Reativa

A mesma simulação foi realizada com uma carga reativa apresentando fator de potência igual a 0,92, no entanto para esta simulação, a potência será a nominal do microinversor (260 W). Os resultados são apresentados na figura abaixo:

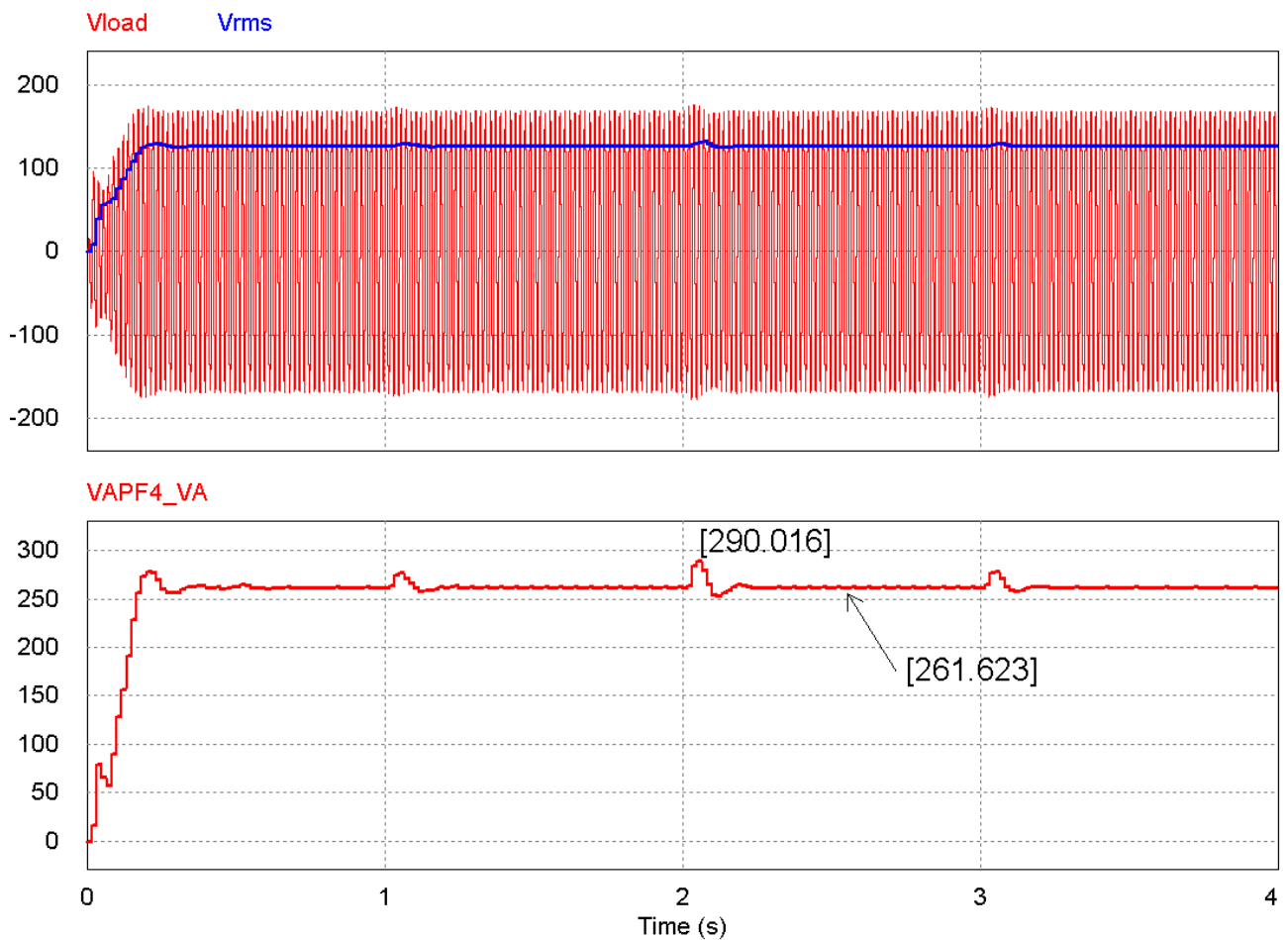


Figura 35. Tensão de saída (carga reativa) com o controlador PI.

Fonte: Elaborado pelos autores

Nota-se que o *overshoot* na potência tem um acréscimo, no entanto, a tensão de saída do circuito continua estável e nos limites aceitáveis para o projeto. Assim, conclui-se que o controle de

tensão é excepcional para o correto funcionamento do circuito nas várias condições a que o mesmo possa ser submetido.

4.7. DISTORÇÃO HARMÔNICA

De acordo com o Anexo III da portaria nº 004, de 4 de janeiro de 2011 do Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial, os inversores para sistemas fotovoltaicos autônomos devem ser submetidos ao teste de variação de carga resistiva pura. Estas variações equivalem a 10%, 20%, 30%, 40%, 50%, 60%, 80% e 100% da potência nominal. A distorção harmônica total (THD) deverá ser menor que 5% em qualquer potência de operação, e a frequência (60 Hz) e tensão de saída 127 V_{CA} monofásica deverão estar de acordo com a legislação em vigor (ANEEL) para qualquer potência (INMETRO, 2011).

Através da Equação 69 pode-se calcular o valor ôhmico das cargas a serem conectadas no microinversor, tendo como base a potência nominal de 260 W.

$$R_L = \frac{V_{out}^2}{P_o \times (\%carga)} \quad \text{Equação 69}$$

A Tabela 8 relaciona os valores percentuais das cargas conectadas ao microinversor com a respectiva distorção harmônica total (THD) obtida através da simulação do circuito.

Tabela 8 – Relação carga (%) x distorção harmônica total (THD).

Cargas	[%]	10	20	30	40	50	60	80	100
	[Ω]	620	310	207	155	124	103	77	62
THD [%]		8,1	7,6	7,3	6,9	5,2	2,2	1,1	1,8

Fonte: Elaborado pelos autores

Com base na tabela acima, pode-se concluir que o microinversor projetado atende aos requisitos do INMETRO parcialmente, tendo sua melhor faixa de operação fixada para cargas acima de 50 % da nominal.

4.8. FATOR DE POTÊNCIA

O microinversor está sujeito a operar com cargas reativas tendo em mente que a maioria dos equipamentos eletrônicos não é composta apenas por resistências ôhmicas. O armazenamento de energia de cargas reativas compostas por capacitores e indutores resulta em uma defasagem entre a

tensão e a corrente, tal fenômeno deve ser analisado no circuito do microinversor. A simulação com cargas reativas será realizada com base nos fatores de potência médios dos equipamentos eletrônicos.

A impedância total da carga pode ser calculada pelas seguintes equações:

$$Z_L = R_L + jX_L \quad \text{Equação 70}$$

$$R_L = Z_L \times \cos\varphi \quad \text{Equação 71}$$

$$X_L = Z_L \times \sin\varphi \quad \text{Equação 72}$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \quad \text{Equação 73}$$

Tabela 9 – Relação fator de potência x distorção harmônica total (THD).

Cargas	cosφ	0,90	0,92	0,96
	[Ω]	55,8+j27	57+j24,3	59,5+j17,4
THD [%]		10,1	8,6	5,9

Fonte: Elaborado pelos autores

Apesar deste não ser um ensaio estabelecido pelo INMETRO, os dados da tabela acima foram comparados com os da Tabela 8. Concluiu-se que para cargas reativas indutivas, o circuito do microinversor tem um decréscimo na qualidade da sua tensão de saída.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1. CONCLUSÕES GERAIS

O objetivo principal deste trabalho foi contribuir com o estudo e dimensionamento de microinversores monofásicos e o controle da energia aplicado a sistemas fotovoltaicos isolados da rede elétrica para alimentar cargas de uso doméstico. O sistema solar fotovoltaico isolado se apresenta como uma alternativa financeiramente interessante, confiável, com baixo custo de manutenção e reduzido impacto ambiental para suprimento de energia elétrica em sistemas isolados da rede elétrica.

Apresentou-se inicialmente uma introdução sobre as teorias básicas referentes à energia fotovoltaica e a modelagem dos dispositivos e estágios conversores.

Sob a ótica do dimensionamento do sistema fotovoltaico, observou-se a forte influência da radiação solar no local de instalação do módulo fotovoltaico, bem como a demanda de carga para dimensionamento do sistema de armazenamento de energia. Por razões de custo, emprega-se a bateria de chumbo-ácido.

Do ponto de vista da eficiência do sistema fotovoltaico, ressalta-se a importância da utilização de um algoritmo MPPT no estágio *buck*, pois como foi observado, com o MPPT desativado o sistema operará a uma potência inferior a potência teórica calculada para o módulo, assim, o circuito terá sua eficiência drasticamente reduzida.

Outro aspecto relevante abordado neste trabalho teve relação com o dimensionamento do filtro LC. Através da análise do espectro de frequência da tensão na carga, concluiu-se que o filtro é crucial para a atenuação da componente harmônica e que seu comportamento está diretamente relacionado a carga conectada ao microinversor.

Em relação ao estágio de controle de tensão na saída do circuito, foi observado que o controlador PI atende de forma satisfatória aos requisitos para estabilidade da tensão fornecida a carga. Do ponto de vista da sintonia da malha de controle, concluiu-se que através do método empírico de tentativa sistemática, se atingiu um nível aceitável de estabilidade da variável controlada.

Concluindo, o presente estudo mostrou que a proposta de microgeração solar é interessante em locais onde não há rede de distribuição de energia elétrica, sendo viável inclusive, em sistemas embarcados.

5.2. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

As lacunas que ficaram no projeto devem-se especialmente, a grande quantidade de assuntos envolvidos.

Assim, podemos destacar como propostas para a continuidade deste trabalho:

- Construção de um protótipo do sistema proposto a fim de observar seu comportamento dinâmico;
- Desenvolvimento de um circuito otimizado para conexão ao sistema elétrico (*grid-tie*);
- Estudo de outras técnicas de MPPT, incluindo medição da radiação incidente e estudo do ganho de potência;
- Implementação do circuito em um sistema trifásico e com uma potência maior;
- Implementação de técnicas modernas aplicadas ao chaveamento dos MOSFETs dos conversores CC-CC e CC-CA;
- Melhoria nos níveis de distorção harmônica total (THD).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ANEEL. Resolução Normativa nº 493. Agência Nacional de Energia Elétrica, 5 junho 2012. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2012493.pdf>>. Acesso em: 5 out. 2015.

BARBI, I. et al. Projetos de Inversores Monofásicos. Instituto de Eletrônica de Potência, 2008. Disponível em: <<http://ivobarbi.com/novo/wp-content/uploads/downloads/2015/08/PROJETOS-DE-INVERSORES.pdf>>. Acesso em: 12 out. 2015.

BORGES, L. M. Dimensionamento e gestão de energia solar fotovoltaica para aplicação em sistemas automatizados isolados da rede elétrica. Universidade Federal de Juiz de Fora, 2013. Disponível em: <http://www.ufjf.br/ppee/files/2014/03/Disserta%C3%A7%C3%A3oMestrado_Leandro_da_Motta_Borges.pdf>. Acesso em: 2 out. 2015.

CARVALHO, E. P. Uma Nova Abordagem de Rastreamento do Ponto de Máxima em Painéis Fotovoltaicos. Universidade de Taubaté, 2012. Disponível em: <http://www.btdt.unitau.br/tesesimplificado/tde_busca/arquivo.php?codArquivo=276>. Acesso em: 14 out. 2015.

CARVALHO, E. P.; CARDOSO, R. A. Controle do Ponto de Máxima Potência em Painéis Fotovoltaicos com Microcontrolador PIC. IX Simpósio de Excelência em Gestão e Tecnologia, 2012. Disponível em: <<http://www.aedb.br/seget/arquivos/artigos12/59816477.pdf>>. Acesso em: 30 set. 2015.

CEPEL-CRESESB. Energia Solar: Princípios e Aplicações. **Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio Brito**, 2006. Disponível em: <http://www.cresesb.cepel.br/download/tutorial/tutorial_solar_2006.pdf>. Acesso em: 30 out. 2015.

CEPEL-CRESESB. Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos. **Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio Brito**, março 2014. Disponível em: <http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Manual_de_Engenharia_FV_2014.pdf>. Acesso em: 10 out. 2015.

CHAKRABORTY, S. Design of a transformer-less grid-tie photovoltaic inverter using dual-stage buck and boost converters. Independent University of Bangladesh, 2013. Disponível em: <<http://www.eee.iub.edu.bd/Senior%20Project%20Report%20Sample.pdf>>. Acesso em: 20 fev. 2015.

CRESESB. Potencial Solar - SunData. **Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio Brito**, 2015. Disponível em: <<http://www.cresesb.cepel.br/index.php#data>>. Acesso em: 1 nov. 2015.

CURRAL, N. C. Micro inversor para módulo fotovoltaico. Faculdade de Engenharia da Universidade de Porto, 2012. Disponível em: <<http://paginas.fe.up.pt/~ee07325/>>. Acesso em: 25 ago. 2015.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Estudos da Demanda de Energia: Nota técnica DEA 13/14. Demanda de energia 2050**. Ministério de Minas e Energia. Rio de Janeiro, p. 245. 2014.

FATHAH, A. Design of a boost converter. National Institute of Technology Rourkela, 2013. Disponível em: <<http://ethesis.nitrkl.ac.in/4811/1/109EE0612.pdf>>. Acesso em: 30 jul. 2015.

HAUKE, B. **Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage**. Texas Instruments. Dallas, p. 9. 2014.

INMETRO. Portaria nº 004, de 04 de janeiro de 2011. Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial, 2011. Disponível em: <<http://www.inmetro.gov.br/legislacao/rtac/pdf/RTAC001652.pdf>>. Acesso em: 13 nov. 2015.

INOVAÇÃO TECNOLÓGICA. Fosforeno - Vêm aí as células solares de fósforo negro. **INOVAÇÃO TECNOLÓGICA**, 2014. Disponível em: <<http://www.inovacaotecnologica.com.br/noticias/noticia.php?artigo=fosforeno-celulas-solares-fosforo-negro#.VkpS93arTZ4>>. Acesso em: 11 out. 2015.

INOVAÇÃO TECNOLÓGICA. Efeito plasmoeletrico: nova forma de converter luz em eletricidade. **INOVAÇÃO TECNOLÓGICA**, 2015. Disponível em: <<http://www.inovacaotecnologica.com.br/noticias/noticia.php?artigo=efeito-plasmoeletrico#.VkpUS3arTZ4>>. Acesso em: 2 nov. 2015.

JUNIOR, L. G. Inversores integrados monofásicos aplicados em sistemas fotovoltaicos com conexão à rede de distribuição de energia elétrica. Universidade Estadual Paulista, 2011. Disponível em: <http://repositorio.unesp.br/bitstream/handle/11449/100317/galottojunior_1_dr_ilha.pdf?sequence=1>. Acesso em: 20 out. 2015.

LARICO, H. R. Conversor boost controlado em corrente aplicado ao retificador monofásico. Universidade Federal de Santa Catarina, 2007. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/89804/241202.pdf?sequence=1>>. Acesso em: 15 set. 2015.

LINARD, F. M. Sistema ininterrupto de energia de dupla conversão com integração do retificador e do inversor. Universidade Federal do Ceará, 2009. Disponível em: <<http://www.gpec.ufc.br/inicio/trabalhos/SISTEMA%20ININTERRUPTO%20DE%20ENERGIA%20DE%20DUPLA.pdf>>. Acesso em: 26 set. 2015.

MARTINS, D.; BARBI, I. **Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA**. [S.l.]: Dos autores, 2008.

MERTENS, K. **Photovoltaics: Fundamentals, Technology and Practice**. 1a. ed. United Kingdom: John Wiley & Sons, 2014.

MOHAN, N. **Power Electronics: A First Course**. Minneapolis: John Wiley & Sons, Inc., 2012. 286 p. ISBN ISBN 978-1-118-07480-0.

MOUBAYED, N. et al. Parameter identification of the lead-acid battery model, 2008. Disponível em:

<http://www.etf.unssa.rs.ba/~slubura/diplomski_radovi/Zavrzni_rad_MarkoSilj/Literatura/modeli%20baterija%20IEEE/PARAMETER%20IDENTIFICATION%20OF%20THE%20LEAD-ACID%20BATTERY%20MODEL.pdf>. Acesso em: 1 nov. 2015.

NASCIMENTO, C. A. Princípio de Funcionamento da Célula Fotovoltaica. Universidade Federal de Lavras, 2004. Disponível em: <http://www.solenerg.com.br/files/monografia_cassio.pdf>. Acesso em: 25 set. 2015.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5a. ed. [S.l.]: Pearson Education, 2011. ISBN 9788576058106.

OLIVEIRA, M. V. Modulação por Largura de Pulso e Correção de Fator de Potência, 2011. Disponível em: <http://www.marcusoliveira.yolasite.com/resources/PWM_CFP.pdf>. Acesso em: 29 set. 2015.

PAULILO, G.; TEIXEIRA, M. D. **Harmônicos: Conceitos**. O Setor Elétrico. São Paulo, p. 110. 2013.

PETRY, C. A.; BARBI, I. **Introdução aos conversores CC-CC**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, p. 17. 2001.

POMILIO, J. A. Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica: Conversores CC/CA - inversores. UNICAMP, 2013. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it744/CAP4.pdf>>. Acesso em: 14 mar. 2015.

POMILIO, J. A. Eletrônica de Potência: Introdução ao curso. UNICAMP, 2013. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/hist.pdf>>. Acesso em: 23 mar. 2015.

POMILIO, J. A. Fontes Chaveadas: Topologias básicas de conversores CC-CC não isolados. UNICAMP, 2014. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/CAP1.pdf>>. Acesso em: 11 mar. 2015.

POWER Electronics in Small Scale Wind Turbine Systems. **InTech**, 2012. Disponível em: <<http://www.intechopen.com/books/advances-in-wind-power/power-electronics-in-small-scale-wind-turbine-systems>>. Acesso em: 3 nov. 2015.

POWERSIM TECHNOLOGIES INC. **PSIM User Manual**. Richmond, p. 126. 1999.

RECH, C. Eletrônica de Potência II: Modulação PWM. Universidade do Estado de Santa Catarina, 2009. Disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/cassiano/materiais/EPOII__Capitulo_4__Modulo_o_PWM.pdf>. Acesso em: 2 out. 2015.

ROCHA, F. F. Avaliação e projeto de uma fonte de energia para sistema de detecção de faltas em redes de distribuição rurais. Universidade Federal de Minas Gerais, julho 2005. Disponível em: <http://www.ppgee.ufmg.br/documentos/Defesas/559/Dissertacao_Fabiano_final_mesmo.pdf>. Acesso em: 11 out. 2015.

ROGERS, E. **Understanding Buck Power Stages in Switchmode Power Supplies**. Texas Instruments. Dallas, p. 32. 1999.

ROQUE, A. M. **Utilização de algoritmos de rastreamento de pontos de máxima potência em sistemas fotovoltaicos**, 2014. Disponível em: <http://www.tcc.sc.usp.br/tce/disponiveis/18/180450/tce-12012015-153708/publico/Roque_Acassio_Matheus.pdf>. Acesso em: 09 outubro 2015.

SANTOS, E.; DA SILVA, E. **Advanced Power Electronics Converters: PWM Converters Processing AC Voltages**. Nova York: IEEE Press, 2015.

SEGUEL, J. I. Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital. Universidade Federal de Minas Gerais, agosto 2009. Disponível em: <<http://www.ppgee.ufmg.br/defesas/216M.pdf>>. Acesso em: 3 nov. 2015.

SEREDNICKI, P.; PAULO, R.; SANTOS, W. Projeto e implementação de conversor de tensão CC/CA com saída senoidal microcontrolado. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2007. Disponível em: <http://www.daelt.ct.utfpr.edu.br/engenharia/tcc/monografia_conversor_cc-ca_2007.pdf>. Acesso em: 19 out. 2015.

SERRÃO, M. A. Dimensionamento de um Sistema Fotovoltaico para uma Casa de Veraneio em Pouso da Cajuíba-Paraty. Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2010. Disponível em: <<http://monografias.poli.ufrj.br/monografias/monopoli10000620.pdf>>. Acesso em: 1 nov. 2015.

SHARKH, S.; ABUSARA, M. **Power Electronic Converters For Microgrids**. Singapura: IEEE Press, 2014.

SILVA, A. F. Aplicação de Controle Repetitivo em Inversor PWM Monofásico com Filtro LC de Saída Utilizado em Fonte Programável CA. CEFET-MG, 2012. Disponível em: <http://www.files.scire.net.br/atrio/cefet-mg-ppgel_upl//THESIS/19/dissertacao_andrefilipe_ago12.pdf>. Acesso em: 2 nov. 2015.

SOLARTERRA. Energia Solar Fotovoltaica: Guia prático, 2011. Disponível em: <<https://mbecovilas.files.wordpress.com/2011/06/energia-solar-fotovoltaica.pdf>>. Acesso em: set. fev. 2015.

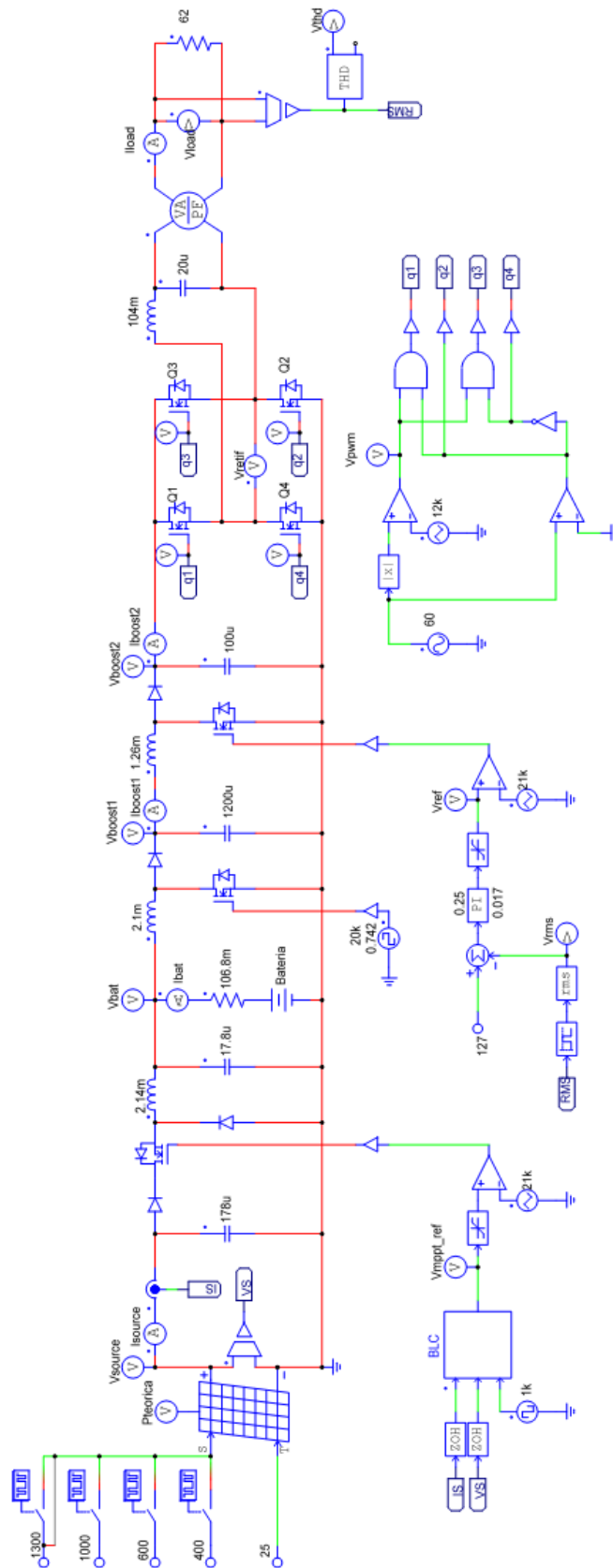
THE INTERNATIONAL SOCIETY OF AUTOMATION. **Curso de Instrumentação Industrial: Ações de Controle em Malha Fechada**. ISA Seção Curitiba. Curitiba, p. 36. 2012.

TIGGEMANN, H. Análise e Desenvolvimento de um Inversor Monofásico de Baixa Potência Aplicado a Sistemas de Transporte. Centro Universitário UNIVATES, 2008. Disponível em: <<https://www.univates.br/bdu/bitstream/10737/545/1/2008HenriqueTiggemann.pdf>>. Acesso em: 23 out. 2015.

VALLÊRA, A. M. Meio Século de História Fotovoltaica. Gazeta de Física, 2006. Disponível em: <<http://solar.fc.ul.pt/gazeta2006.pdf>>. Acesso em: 10 nov. 2015.

VIRTUAL MUSEUM. Instruments for Astronomy. **Virtual Museum**, 2013. Disponível em: <<http://www.virtualmuseum.ca/edu/ViewLoitDa.do;jsessionid=AB5A28418F942904C5B2D91C399C73B5?method=preview&lang=EN&id=20275>>. Acesso em: 1 nov. 2015.

APÊNDICE A – CIRCUITO FINAL SIMULADO



APÊNDICE B – ALGORITMO MPPT P&O (LINGUAGEM C)

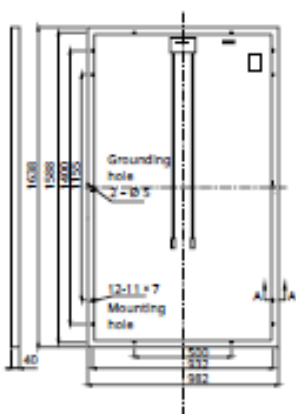
```
static float p [2];
static float Vref [3]={25,25,25};
static float Delta_V, Delta_P;
static float k_pert;
static float ipv, vpv;
static float scan;

k_pert = 0.1;
ipv = x1;
vpv = x2;
scan = x3;
p[1] = p[0];
p[0] = ipv*vpv;
Delta_P = p[0]-p[1];
Delta_V = Vref[1]-Vref[2];
Vref[2] = Vref[1];
Vref[1] = Vref[0];
if(scan == 1) {
if(Delta_P >= 0)
if(Delta_V >= 0 )
Vref[0] = Vref[1] + k_pert;
else
Vref[0] = Vref[1] - k_pert;
else
if (Delta_V <= 0)
Vref[0] = Vref[1] - k_pert;
else
Vref[0] = Vref[1] + k_pert;
}
y1 = Vref[0];
```

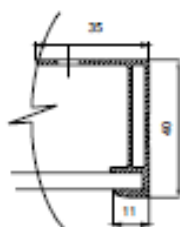
ANEXO 1 – DATASHEET DO MÓDULO FOTOVOLTAICO

MODULE / ENGINEERING DRAWING (mm)

Rear View



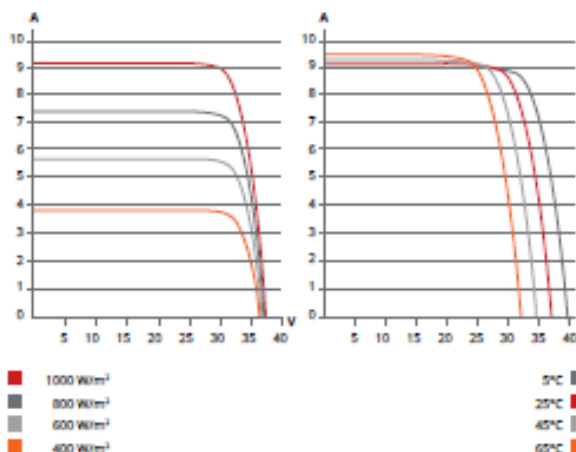
Frame Cross Section A-A



Mounting Hole



CS6P-260P / I-V CURVES



ELECTRICAL DATA | STC*

Electrical Data CS6P	260P	265P
Nominal Max. Power (Pmax)	260 W	265 W
Opt. Operating Voltage (Vmp)	30.4 V	30.6 V
Opt. Operating Current (Imp)	8.56 A	8.66 A
Open Circuit Voltage (Voc)	37.5 V	37.7 V
Short Circuit Current (Isc)	9.12 A	9.23 A
Module Efficiency	16.16%	16.47%
Operating Temperature	-40°C ~ +85°C	
Max. System Voltage	1000 V (IEC) or 1000 V (UL)	
Module Fire Performance	TYPE 1 (UL 1703) or CLASS C (IEC 61730)	
Max. Series Fuse Rating	15 A	
Application Classification	Class A	
Power Tolerance	0 ~ + 5 W	

* Under Standard Test Conditions (STC) of irradiance of 1000 W/m², spectrum AM 1.5 and cell temperature of 25°C.

ELECTRICAL DATA | NOCT*

Electrical Data CS6P	260P	265P
Nominal Max. Power (Pmax)	189 W	192 W
Opt. Operating Voltage (Vmp)	27.7 V	27.9 V
Opt. Operating Current (Imp)	6.80 A	6.88 A
Open Circuit Voltage (Voc)	34.5 V	34.7 V
Short Circuit Current (Isc)	7.39 A	7.48 A

MODULE | MECHANICAL DATA

Specification	Data
Cell Type	Poly-crystalline, 6 inch
Cell Arrangement	60 (6 x 10)
Dimensions	1638x982x40 mm (64.5x38.7x1.57 in)
Weight	18 kg (39.7 lbs)
Front Cover	3.2 mm tempered glass
Frame Material	Anodized aluminium alloy
J-Box	IP67, 3 diodes
Cable	4 mm ² (IEC) or 4 mm ² & 12 AWG 1000 V (UL), 1000 mm (39.4 in) (650 mm (25.6 in) is optional)
Connectors	Friends PV2a (IEC), Friends PV2b (IEC / UL)
Standard	26 pieces, 515 kg (1135.4 lbs)
Packaging	(quantity & weight per pallet)
Module Pieces per Container	728 pieces (40' HQ)

TEMPERATURE CHARACTERISTICS

Specification	Data
Temperature Coefficient (Pmax)	-0.41% / °C
Temperature Coefficient (Voc)	-0.31% / °C
Temperature Coefficient (Isc)	0.053% / °C
Nominal Operating Cell Temperature	45±2°C

ANEXO 2 – DATASHEET DA BATERIA

Principais Características Elétricas										
MODELOS		DF300	DF500	DF700	DF1000	DF1500	DF2000	DF2500	DF3000	DF4001
Capacidade a 25°C (Ah)	10 h	24	30	41	54	76	94	130	156	200
	20 h	26	36	45	60	80	105	150	170	220
	100 h	30	40	50	70	93	115	165	185	240
Dimensões (mm)	Comprimento	175	175	210	244	330	330	511	511	525
	Largura	175	175	175	175	172	172	213	213	275
	Altura	175	175	175	175	240	240	230	230	250
Peso (kg)		8,8	9,7	12,5	14,7	23,9	27,1	44,6	48,3	60,3
Torque	Mínimo	9 N.m	9 N.m	9 N.m	9 N.m	13,6 N.m	13,6 N.m	9 N.m	9 N.m	9 N.m
	Máximo	11 N.m	11 N.m	11 N.m	11 N.m	20,3 N.m	20,3 N.m	11 N.m	11 N.m	11 N.m
Tensão de Flutuação						de 13,2 a 13,8 V a 25°C				
Tensão de carga / equalização						de 14,4 a 15,5 V a 25°C				
Compensação de Temperatura						para cada 1°C acima de 25°C, subtrair 0,033V para cada 1°C abaixo de 25°C, adicionar 0,033V				

Correntes de descarga (A) em diferentes regimes a 25°C (tensão final 10,5V)																			
MODELO	HORAS															MINUTOS			
Bateria	100h	20h	10h	9h	8h	7h	6h	5h	4,5h	4h	3,5h	3h	2,5h	2h	1,5h	1h	45'	30'	15'
DF300	0,3	1,3	2,4	2,6	2,9	3,3	3,8	4,4	4,9	5,4	6	7	8,2	10	12,8	18	21	25	40
DF500	0,4	1,8	3	3,3	3,7	4,2	4,9	5,8	6,2	6,8	7,6	8,6	9,9	12	15	20	25,3	33	52
DF700	0,5	2,3	4,1	4,5	5	5,6	6,5	7,5	8,2	9,2	10	11,5	13,6	16,3	21	27	32	43	65
DF1000	0,7	3	5,4	5,8	6,4	7,3	8,2	9,8	10,5	11,5	12,5	14,5	17	19	25,2	35	42,5	55	84
DF1500	0,93	4	7,6	8,2	9	10	11,5	13,2	14,5	16	18,2	21	25	29,5	38	54	69	90	130
DF2000	1,2	5,3	9,4	10,2	11,5	13	14,5	17	18,4	20,3	22,6	25	29,5	34,5	44	60	75	96	150
DF2500	1,7	7,5	13	14,4	16,2	18	20	23	25	28	31	34	40	47	58	81	99	130	200
DF3000	1,9	8,5	15,6	17	19	21,4	24,7	28	30	33	36	41	48	57	72	95	112	152	231
DF4001	2,4	11	20	21,5	24	26,5	30	35	38	41,5	46	52	60	72	90	120	145	191	290

Capacidade em ampère-hora (Ah) a 25°C em diferentes regimes de descarga (tensão final 10,5V)																			
MODELO	HORAS															MINUTOS			
Bateria	100h	20h	10h	9h	8h	7h	6h	5h	4,5h	4h	3,5h	3h	2,5h	2h	1,5h	1h	45'	30'	15'
DF300	30	26	24	23,8	23,5	23,1	22,8	22	21,9	21,6	21	21	20,5	20	19,2	18	15,8	12,5	10
DF500	40	36	30	29,9	29,8	29,7	29,4	28,8	27,7	27	26,6	25,8	24,8	24	22,5	20	19	16,5	13
DF700	50	45	41	40,5	40	39,5	39,2	37,5	37,1	36,8	35	34,5	34	32,5	31,5	27	24	21,5	16,3
DF1000	70	60	54	51,8	51,6	51,1	49,2	49	47,3	46	43,8	43,5	42,5	38	37,8	35	31,9	27,5	21
DF1500	93	80	76	73,8	72	70	69	66	65,3	64	63,7	63	62,5	59	57	54	51,8	45	32,5
DF2000	115	105	94	92	91,8	91	87	85	82,8	81,2	79,1	75	73,8	69	66	60	56,3	48	37,5
DF2500	165	150	130	129,8	129,6	126	120	115	112,5	112	108,5	102	100	94	87	81	74,3	65	50
DF3000	185	170	156	153	152	150	148,2	140	135	132	126	123	120	114	108	95	84	76	57,8
DF4001	240	220	200	193,5	192	185,5	180	175	171	166	161	156	150	144	135	120	108,8	95,5	72

Watts-hora (Wh) a 25°C (tensão final 10,5V)																			
MODELO	HORAS															MINUTOS			
Bateria	100h	20h	10h	9h	8h	7h	6h	5h	4,5h	4h	3,5h	3h	2,5h	2h	1,5h	1h	45'	30'	15'
DF300	3	16	25	28	32	35	37	45	46	47	50	65	68	75	90	125	145	175	300
DF500	5	22	36	40	43	48	53	65	67	70	75	92	95	107	130	167	200	250	510
DF700	6	29	45	51	55	62	68	84	82	85	94	118	120	135	165	210	250	300	550
DF1000	7	36	63	69	76	84	96	111	121	133	148	168	194	233	248	257	278	487	712
DF1500	10	51	94	100	113	125	140	170	185	190	205	250	255	300	342	400	492	598	960
DF2000	13	65	104	118	126	139	160	188	192	200	217	270	268	310	372	490	582	694	1200
DF2500	19	93	155	170	181	202	224	269	273	287	311	378	381	441	581	698	817	989	1638
DF3000	25	110	179	197	217	238	251	306	311	333	382	437	448	517	637	798	958	1148	1917
DF4001	28	139	217	240	264	285	315	376	381	406	441	536	547	643	768	995	1185	1424	2374