

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Carlos Augusto Hermuth Hofstaetter

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR FLYBACK FOTOVOLTAICO
COM CONTROLE MPPT

Porto Alegre

2016

Carlos Augusto Hermuth Hofstaetter

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR FLYBACK
FOTOVOLTAICO COM CONTROLE MPPT**

Trabalho de conclusão de curso de graduação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

Orientador: Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano

Porto Alegre

2016

Carlos Augusto Hermuth Hofstaetter

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR FLYBACK FOTOVOLTAICO
COM CONTROLE MPPT

Este Trabalho de conclusão de curso foi analisado e julgado adequado para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e Banca Examinadora designada pelo Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano - UFRGS (orientador)

Prof. Dr. Aly Ferreira Flores Filho - UFRGS (chefe do departamento)

Aprovado em: ____ / ____ / ____

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano - UFRGS (orientador)
Doutor pela Universidade Politécnica de Madri – Madri, Espanha

Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores – UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Profa. Dr. Luciola Campestrini - UFRGS
Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a todas as pessoas que de alguma forma contribuíram para minha formação, em especial aos meus pais que em todos os momentos estiveram do meu lado.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao professor Fausto Bastos Líbano por toda a atenção dedicada a fim de possibilitar a concretização deste trabalho.

Agradeço à minha namorada pela ajuda nos momentos mais difíceis.

Agradeço aos meus pais e irmãos por todos os conselhos e carinho prestados.

RESUMO

O presente trabalho é o projeto de um conversor CC-CC Flyback para utilização em um módulo fotovoltaico aplicando a técnica de rastreamento de máxima potência. As principais topologias de conversores são abordadas com o intuito de analisar as principais características a fim de promover a escolha do conversor Flyback. Algumas topologias de inversores são expostas a fim de mostrar sua importância no sistema de geração de energia como um todo. O projeto do conversor Flyback é realizado através das principais equações da topologia, assim como seu transformador. O projeto do rastreamento de máxima potência é baseado no método Perturba e Observa e sua implementação é feita com um microcontrolador. Para testar o funcionamento do circuito, uma simulação foi realizada no software PSIM e os seus resultados analisados. Com base nos valores simulados, um protótipo foi montado para realização do ensaio experimental. Os resultados obtidos no ensaio experimental confirmam a funcionalidade do rastreamento de máxima potência.

Palavras Chaves: Engenharia Elétrica, MPPT, Flyback, Perturba e Observa

ABSTRACT

The present work is the design of a CC-CC Flyback converter for use in a photovoltaic module applying the technique of maximum power point tracking. The main topologies of converters are approached in order to analyze the main characteristics in order to promote the choice of the Flyback converter. Some topologies of inverters are exposed in order to show their importance in the power generation system as a whole. The design of the Flyback converter is realized through the main equations of the topology, as well as its transformer. The maximum power tracking design is based on the Perturb and Observe method and is implemented with a microcontroller. To test the operation of the circuit, a simulation was performed in the PSIM software and its results analyzed. Based on the simulated values, a prototype was assembled for the experimental test. The results obtained in the experimental trial confirm the functionality of the maximum power tracing.

Keywords: Electrical Engineering, MPPT, Flyback, Perturb and Observe

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Diagrama elétrico de um conversor na sua forma mais simples.....	15
Figura 2 - Forma de onda da tensão de saída V_s	16
Figura 3 – Diagrama elétrico básico de um conversor Buck.....	17
Figura 4 - Circuitos equivalentes da etapa 1 e da etapa 2 de um conversor Buck	17
Figura 5 – Principais formas de onda em um conversor Buck.....	18
Figura 6 - Diagrama elétrico de um conversor Boost.....	19
Figura 7 - Circuitos equivalentes da etapa 1 e da etapa dois de um conversor Boost.....	19
Figura 8 - Formas de onda da corrente no indutor L , na chave ch e no diodo D em função do tempo do conversor Boost	20
Figura 9 - Diagrama elétrico de um conversor Buck-Boost.....	21
Figura 10 - Representação elétrica das etapas 1 e 2 do conversor Buck-Boost	21
Figura 11 - Formas de onda da corrente no indutor L , na chave ch e no diodo D em função do tempo em um conversor Buck-Boost	22
Figura 12 - Diagrama elétrico de um conversor Flyback	23
Figura 13 - Etapas 1 e 2 do funcionamento de um conversor Flyback	23
Figura 14 - Forma de onda da tensão no primário do transformador	24
Figura 15 – Principais formas de onda em função do tempo de um conversor Flyback.....	25
Figura 16 – Topologia básica de um sistema de geração solar	26
Figura 17 - Topologia com único estágio inversor não-isolada	27
Figura 18 - Topologia com único estágio inversor isolada	28
Figura 19 - Topologia múltiplos estágios de conversão não isolada.....	29
Figura 20 - Topologia múltiplos estágios de conversão isolada.....	30
Figura 21 – Painel fotovoltaico com uma carga resistiva ligada à saída.....	32
Figura 22 – Painel solar conectado a um conversor e uma carga resistiva	32
Figura 23 – Painel conectado a carga equivalente.....	33
Figura 24 – Curva de potência para diferentes índices de insolação.....	35
Figura 25 - Fluxograma do algoritmo P&O	36
Figura 26 – Curvas características do módulo fotovoltaico SY-200M	38
Figura 27 – Gráfico da relação entre a tensão de saída do conversor com o ciclo de trabalho	39
Figura 28 – Topologia Flyback com duas chaves	40
Figura 29 – Áreas A_w e A_e rasuradas	41
Figura 30 – Esquema montado no simulador	44

Figura 31 – Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e saída (V_s), corrente de entrada (I_e) e saída (I_s) e tensão sobre o dreno e a fonte no MOSFET 2 (VM2) e a tensão sobre o gatilho (porta)	46
Figura 32 – Diagrama elétrico do circuito de <i>drive</i>	47
Figura 33 – Formas de onda da potência de entrada e tensão de entrada para um salto no ciclo de trabalho	48
Figura 34 – Diagrama elétrico do controlador ATMEGA328P	50
Figura 35 – Circuito montado no PSIM para simulação do controle	50
Figura 36 – Formas de onda das potências envolvidas na simulação do rastreamento de máxima potência e do ciclo de trabalho	52
Figura 37 – Zoom das formas de onda das potências envolvidas na simulação do rastreamento de máxima potência e do ciclo de trabalho.....	53
Figura 38 – Formas de onda das potências envolvidas no conversor CC-CC e seu ciclo de trabalho	54
Figura 39 - Formas de onda das potências envolvidas no conversor CC-CC e seu ciclo de trabalho na simulação com perturbação	55
Figura 40 – Diagrama elétrico do circuito integrado do sensor de corrente.....	56
Figura 41 – Diagrama elétrico do circuito condicionador do sensor de corrente.....	57
Figura 42 – Gráfico da corrente de entrada VS. tensão de saída do circuito do sensor de corrente	57
Figura 43 – Circuito do sensor de tensão	58
Figura 44 – Esquema elétrico do filtro passa-baixas.....	58
Figura 45 – Foto do protótipo montado com destaque dos blocos operacionais.....	60
Figura 46 – Local onde os ensaios foram realizados.....	61
Figura 47 – Forma de onda da tensão de entrada (CH1) e da corrente de entrada (CH2).....	62
Figura 48 – Forma de onda da tensão de saída (CH1) e da corrente de saída (CH2).....	63
Figura 49 – Forma de onda da tensão sobre os terminais de dreno e fonte do MOSFET M2 (CH1) e da tensão sobre o gatilho de M2	63
Figura 50 – Forma de onda da tensão, corrente e potência média na entrada do conversor no ensaio de MPPT.....	65
Figura 51 - Forma de onda na saída do conversor da tensão, corrente e potência no ensaio de MPPT.....	66
Figura 52 – Tensões nas saídas dos circuitos dos sensores	67

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores utilizados para confecção do transformador.....	43
Tabela 2 – Configuração da simulação de projeto	45
Tabela 3 – Resultados dos valores das tensões reversas e correntes que os componentes são submetidos.....	45
Tabela 4 – Parâmetros do módulo PV na simulação	51

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	12
1.1 VISÃO GERAL.....	12
1.2 MICROINVERSOR RESIDÊNCIAL.....	12
1.3 NORMAS	13
1.4 OBJETIVOS.....	13
1.5 ORGANIZAÇÃO.....	14
2 CONVERSORES ESTÁTICOS.....	15
2.1 CONVERSOR CC-CC	15
2.2 CONVERSOR BUCK.....	16
2.3 CONVERSOR BOOST.....	18
2.4 CONVERSOR BUCK-BOOST	20
2.5 CONVERSOR FLYBACK	22
2.6 INVERSORES	26
3 RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA	31
3.1 PAINEL FOTOVOLTAICO	31
3.2 TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA.....	34
3.2.1 Método da tensão constante.....	34
3.2.2 Método P&O (Perturba e Observa).....	35
4 PROJETO	38
4.1 CONVERSOR FLYBACK	38
4.1.1 Projeto do transformador	40
4.1.2 Dimensionamento dos capacitores	43
4.1.3 Simulação do conversor	44

4.1.4 Circuito de drive para o transistor MOSFET.....	46
4.2 CONTROLE DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA.....	47
4.2.1 Resposta ao salto.....	48
4.2.2 Projeto de controle.....	49
4.3 SENSORES	56
4.3.1 Sensor de corrente	56
4.3.2 Sensor de tensão.....	57
5 ENSAIOS EXPERIMENTAIS.....	59
5.1 PROTÓTIPO E O LOCAL DE ENSAIO	59
5.2 ENSAIO COM CICLO DE TRABALHO ESTÁTICO	61
5.2 ENSAIO DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA	65
6 CONCLUSÃO.....	68
6.1 DISCUSSÃO	68
6.2 TRABALHOS FUTUROS	68
REFERÊNCIAS	69
ANEXO A – ALGORITMO DO BLOCO C (SIMULAÇÃO)	71
ANEXO B – PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR.....	72

1 INTRODUÇÃO

1.1 VISÃO GERAL

Atualmente a energia elétrica está fortemente presente no nosso dia a dia, utilizando-a nas mais diversas aplicações. Com o consumo em constante aumento, novas fontes de geração estão sendo estudadas com a finalidade de obter novos meios de produção de energia. Devido à atual conscientização sobre a poluição no planeta e dos planos de redução da emissão de carbono adotada pelas principais nações mundiais, o estudo sobre geração de energia limpa, denominada de energia verde, tem se tornado atrativo para o desenvolvimento energético atual. As fontes de energia renováveis segundo PENA (2016) “são fontes capazes de manterem-se disponíveis durante um longo prazo, contando com recursos que se regeneram ou que se mantêm ativos permanentemente”. Entre algumas das fontes renováveis de energia podemos citar a solar, a eólica, a hídrica, a biomassa, a geotérmica, a das ondas e a das marés. A energia solar é gerada a partir de placas fotovoltaicas através do efeito fotoelétrico, observado pela primeira vez em 1839 por Alexandre-Edmond Becquerel e confirmado por Heinrich Hertz em 1887. Como citado em Halliday, Resnick e Walker (2009) “quando iluminamos uma superfície de um metal com um raio luminoso de comprimento suficientemente pequeno, a luz faz com que elétrons sejam emitidos pelo metal. Este fenômeno recebe o nome de efeito fotoelétrico”. As células fotovoltaicas mais utilizadas atualmente são feitas de materiais semicondutores, sendo o silício o material mais comum encontrado em sua composição, que são classificados em três diferentes formas baseadas em sua estrutura molecular: silício monocristalino, silício policristalino e silício amorfo. Sobre o rendimento dos diferentes painéis solares feitos a partir de células de silício segundo Benito (2011) o monocristalino têm seu rendimento máximo entre 13 e 18%, já os painéis feitos de silício policristalinos tem sua eficiência entre 11 e 14%. Já as células feitas de silício amorfo têm um rendimento menor em comparação com as outras células, sendo este menor que 10%.

1.2 MICROINVERSOR RESIDÊNCIAL

Com a procura de formas de energias mais limpas, a energia solar ganhou espaço no mercado, e com a possibilidade da geração residencial, dispondo os painéis em cima de telhados residenciais qualquer pessoa pode gerar sua energia. Levando em conta que a energia

solar só está disponível durante o dia, e que a potência é diretamente proporcional à insolação diária, não se tem disponibilidade 24 horas por dia, necessitando o armazenamento da energia em baterias. Uma saída para este problema, sendo o custo de um banco de baterias extremamente alto, é o uso de um microinversor residencial ligado à rede de distribuição elétrica local. Com um relógio contador bidirecional, que contabiliza a energia demandada pela residência e também contabiliza a excedente gerada, tem-se um sistema que quando o consumidor não utiliza toda potência gerada pelos painéis solares, esta é vendida para a concessionária local, gerando um crédito para o consumidor, podendo ele utilizar mais tarde, como exemplo à noite, quando não há insolação.

1.3 NORMAS

Desde 17 de abril de 2012 quando a Resolução Normativa ANEEL n° 482/2012 entrou em vigor, o consumidor de energia elétrica pode gerar e fornecer o excedente produzido para a distribuição de energia local, recebendo crédito. Segundo a resolução normativa N° 687, microgeração distribuída define-se como uma central geradora de energia elétrica, utilizando fontes renováveis ou cogeração qualificada, tendo que a potência instalada é menor ou igual a 75 kW. Em resumo, estabelece as condições gerais para o acesso de mini e micro-geração distribuída, permitindo assim ao consumidor instalar um pequeno centro gerador em sua residência, comércio ou indústria e trocar energia com a distribuidora local. Recentemente as concessionárias já criaram normas que estabelecem diretrizes básicas para a conexão de micro e mini-geração. A CEEE (COMPANHIA ESTADUAL DE ENERGIA ELÉTRICA) disponibiliza a norma NTD-00.081, onde regulamenta os requisitos para a operação em paralelo com a rede de distribuição.

1.4 OBJETIVOS

O trabalho tem por objetivo o estudo e implementação de um conversor CC-CC, com a finalidade de elevar a tensão das placas solares que é em torno de 37 volts (tensão no ponto de máxima potência), a uma tensão aproximada de 400 volts, sendo esta a tensão de barramento CC. Esta tensão foi definida para que possa conectar um inversor no barramento CC e gerar 220 volts alternados. O projeto é desenvolvido com controle feito por um microcontrolador, dando prioridade ao baixo custo e simplicidade, buscando um sistema

enxuto. Será aplicado o processo de rastreamento do ponto de máxima potência (mppt, do inglês *maximum power pointing tracking*). Para implementar o sistema de rastreamento, monitora-se a tensão e a corrente na saída do módulo fotovoltaico e a partir de um algoritmo o conversor se configura para estabelecer a maior potência gerada pelo painel.

O sistema em questão irá ter uma capacidade de 200 watts de potência, visto que a finalidade é para uma microgeração residencial. Para elevar a tensão será empregado no projeto um conversor elevador de tensão de corrente contínua.

1.5 ORGANIZAÇÃO

Este trabalho é organizado de modo que inicialmente diferentes conversores de corrente contínua são estudados para posteriormente uma topologia de conversor CC-CC escolhida ser implementada. Após o projeto do conversor, o controle do mesmo será projetado, tendo em vista a busca do ponto de máxima potência entregue na carga. Posteriormente são apresentados os resultados e as conclusões.

No segundo capítulo deste trabalho a parte do conversor CC e suas diferentes topologias são apresentadas em detalhes, o funcionamento, formas de ondas são abordados. Também é exposta uma visão geral dos microinversores monofásicos. Apresentando diferentes topologias e os pontos positivos e negativos de cada configuração são analisados.

No terceiro capítulo, diferentes algoritmos de rastreamento de máxima potência são apresentados. Os pontos positivos e negativos dos algoritmos são discutidos.

No quarto capítulo o estudo da topologia escolhida é aprofundado. O projeto do conversor e o projeto do controlador são desenvolvidos.

No quinto capítulo os ensaios e resultados são descritos e apresentados.

No capítulo sexto, os resultados são analisados e as conclusões finais são feitas e também são propostas melhorias para trabalhos futuros.

2 CONVERSORES ESTÁTICOS

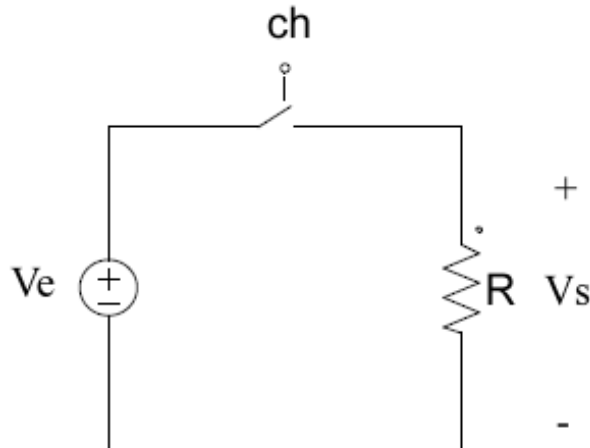
2.1 CONVERSOR CC-CC

Um conversor CC-CC é responsável por fazer a conversão da energia em corrente contínua, isto é, converter uma tensão de entrada com um valor médio em uma tensão na sua saída com outro valor médio. Sua estrutura funciona basicamente através de um interruptor ligando e desligando a uma dada frequência, esta é chamada de frequência de chaveamento (f_{ch}). O tempo em que o interruptor permanece fechado (conduzindo) dividido pelo período total do tempo de chaveamento (T) é denominado de razão cíclica (D), apresentado na Equação 1.

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (1)$$

Na Figura 1 é apresentado um diagrama elétrico de um conversor, na sua forma mais simples.

Figura 1 - Diagrama elétrico de um conversor na sua forma mais simples



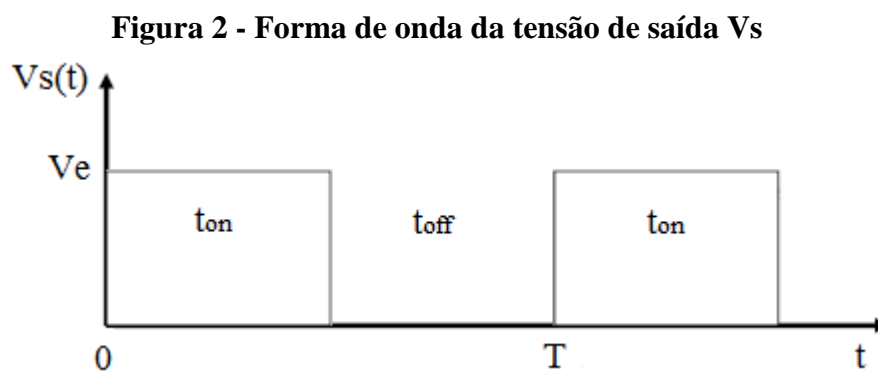
Fonte: Autor

Neste conversor a tensão de entrada tem o valor de V_e . Pode-se calcular a tensão média de saída na carga através da Equação 2.

$$V_{s_{med}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_e dt = V_e \cdot \frac{t_{on}}{T} = V_e \cdot D \quad (2)$$

Conclui-se que a tensão média de saída é dada pela tensão de entrada (V_e) multiplicada pela razão cíclica, logo a tensão de saída pode variar de zero até o valor de V_e em volts. A relação da tensão de saída sobre a tensão de entrada de um conversor é definida como ganho estático. No conversor apresentado na figura 2, seu valor é o mesmo que a razão cíclica (D).

Na Figura 2 temos um gráfico representando a forma de onda da tensão de saída V_s em função do tempo.



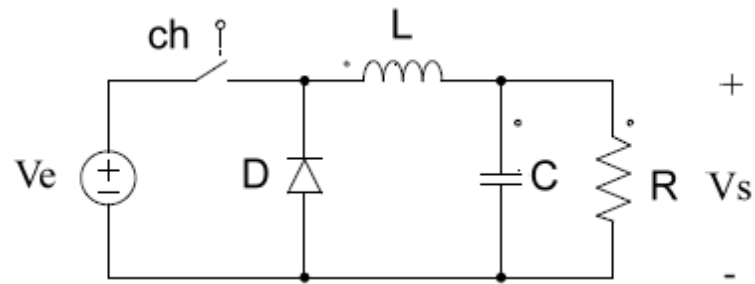
Fonte: Autor

Existem diversas topologias de conversores, entre as formas mais básicas pode-se citar a Buck, a Boost, a Buck-Boost e a Flyback.

2.2 CONVERSOR BUCK

No conversor Buck, temos que a tensão média de saída é menor que a tensão média de entrada, assim, este conversor é um abaixador de tensão. Na Figura 3 podemos analisar o diagrama elétrico básico de um conversor Buck.

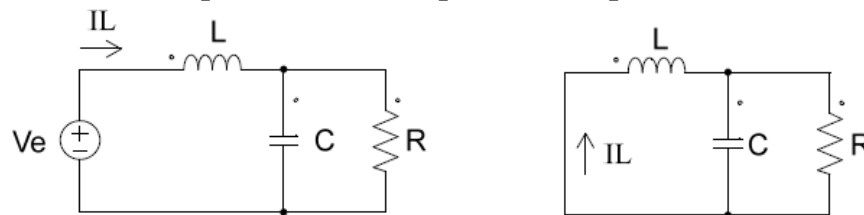
Figura 3 – Diagrama elétrico básico de um conversor Buck



Fonte: Autor

Podemos dividir o funcionamento deste conversor em duas etapas. Na primeira etapa a chave *ch* encontra-se na posição fechada, e o diodo *D* em corte. Na segunda etapa, temos a chave *ch* aberta e o diodo em condução. Os circuitos equivalentes das etapas 1 e 2 são mostrados na Figura 4.

Figura 4 - Circuitos equivalentes da etapa 1 e da etapa 2 de um conversor Buck

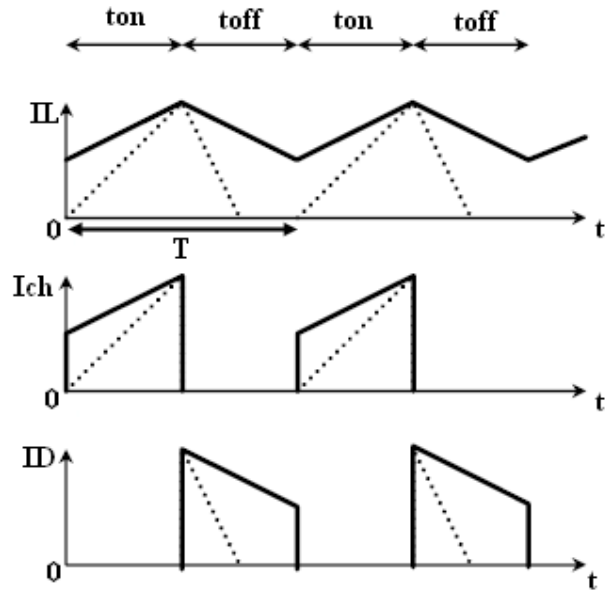


Fonte: Autor

Na primeira etapa a corrente circula pela indutância *L* e a carga *R*, nesta etapa a fonte de entrada magnetiza o indutor e fornece energia a carga *R*. Na segunda etapa a chave abre retirando a fonte de entrada *Ve* do circuito e o diodo entra em modo de condução, o indutor fornece energia à carga *R*.

As principais formas de onda do conversor Buck, considerando os componentes ideais, são apresentadas na Figura 5, onde *IL* representa a corrente no indutor, *I_{ch}* representa a corrente na chave e *ID* representa a corrente no diodo. O traço contínuo representa o conversor operando em condução contínua, e o traçado pontilhado representa o conversor operando em condução descontínua.

Figura 5 – Principais formas de onda em um conversor Buck



Fonte: Adaptado de LÍBANO (2016)

Pela lei do fluxo médio zero no período T , temos a Equação 3.

$$(V_e - V_s) \cdot t_{on} - V_s \cdot t_{off} = 0 \quad (3)$$

Sabendo que o período T é a soma do tempo t_{on} com o t_{off} . Utilizando a Equação 1, chega-se na equação de ganho estático (Equação 4).

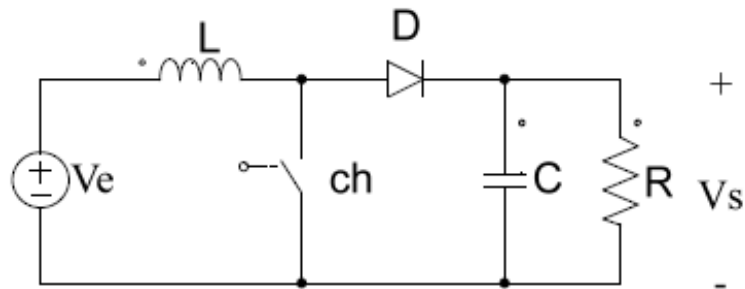
$$D = \frac{V_s}{V_e} \quad (4)$$

Como D pode assumir valores de zero a um, este conversor se enquadra como abaixador de tensão. Esta topologia é muito utilizada em sistemas fotovoltaicos que não necessitam de uma tensão elevada na saída. Um exemplo é um regulador de carga para uma bateria com tensão nominal menor que a tensão de saída de um módulo fotovoltaico. Vale ressaltar que a entrada deste conversor não é isolada da sua saída.

2.3 CONVERSOR BOOST

No conversor Boost a tensão de saída é maior que a sua tensão de entrada, assim denomina-se este de um conversor elevador de tensão. Na Figura 6 temos o diagrama elétrico de um conversor Boost.

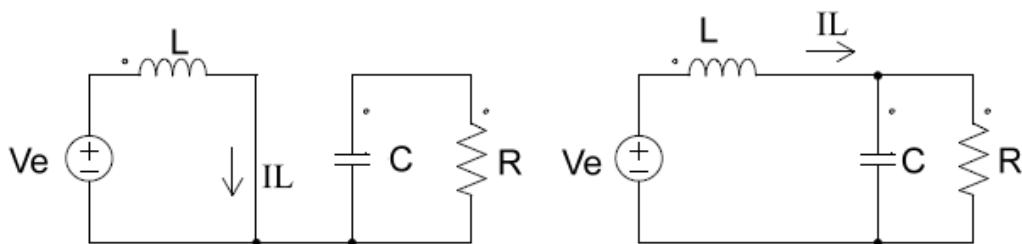
Figura 6 - Diagrama elétrico de um conversor Boost



Fonte: Autor

O circuito funciona em duas etapas. Na primeira etapa a chave *ch* encontra-se na posição fechada e o diodo *D* em corte. Na segunda etapa, temos a chave *ch* aberta e o diodo em condução. Os circuitos equivalentes das etapas 1 e 2 são mostrados na Figura 7.

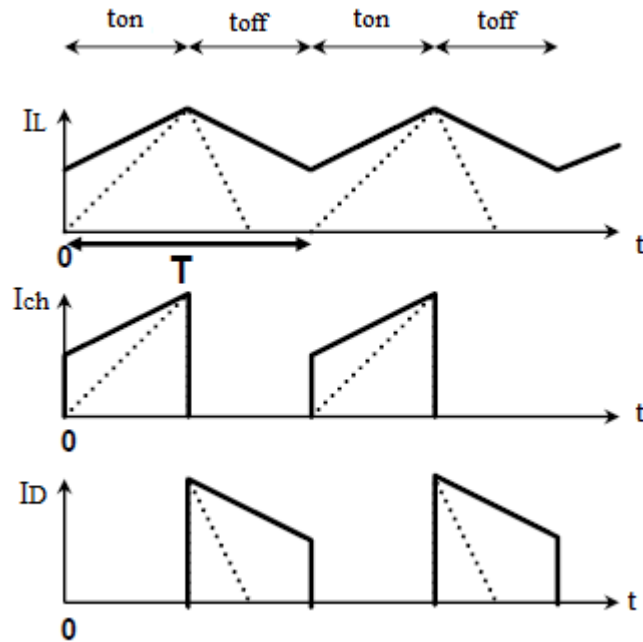
Figura 7 - Circuitos equivalentes da etapa 1 e da etapa dois de um conversor Boost



Fonte: Autor

Na primeira etapa, com a chave fechada, o indutor *L* é carregado pela fonte *Ve*. Na segunda etapa, com a chave aberta e o diodo em condução, o indutor *L* e a fonte entregam energia à carga *R*. As formas de onda em função do tempo são representadas na Figura 8, onde os componentes são considerados ideais, e *IL* representa a corrente no indutor *L*, *Ich* representa a corrente na chave *ch* e *ID* representa a corrente no diodo *D*. O traçado contínuo representa as formas de onda para o conversor operando em condução contínua e o traçado pontilhado representa o conversor operando em condução descontínua.

Figura 8 - Formas de onda da corrente no indutor L, na chave ch e no diodo D em função do tempo do conversor Boost



Fonte: Adaptado de LÍBANO (2016).

Pela lei do fluxo médio zero no período T, temos a Equação 5.

$$V_e \cdot t_{on} + (V_e - V_s) \cdot t_{off} = 0 \quad (5)$$

Utilizando a equação 1, chega-se na equação de ganho estático (Equação 6).

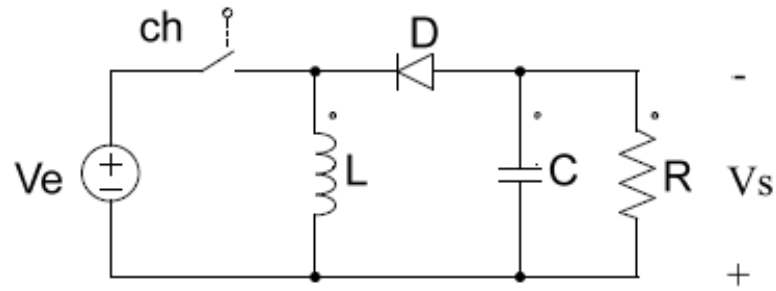
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-D} \quad (6)$$

Neste conversor a saída não é isolada da entrada.

2.4 CONVERSOR BUCK-BOOST

Nesta topologia temos um conversor que tanto pode abaixar a tensão de saída em relação à entrada, como também pode elevá-la. Na Figura 9 temos a representação elétrica de um conversor Buck-Boost.

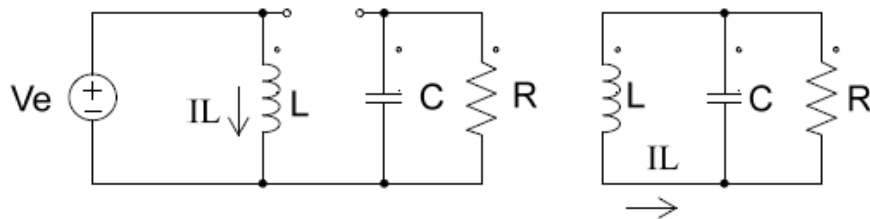
Figura 9 - Diagrama elétrico de um conversor Buck-Boost



Fonte: Autor

Para o funcionamento deste conversor temos na primeira etapa a chave ch conduzindo e o diodo D em corte, neste momento a fonte entrega energia ao indutor. Na etapa dois a chave ch não conduz e o diodo trabalha no modo de condução, o indutor fornece a energia para a carga nesta etapa. Na Figura 10 temos uma representação elétrica de cada etapa de funcionamento da topologia Buck-Boost.

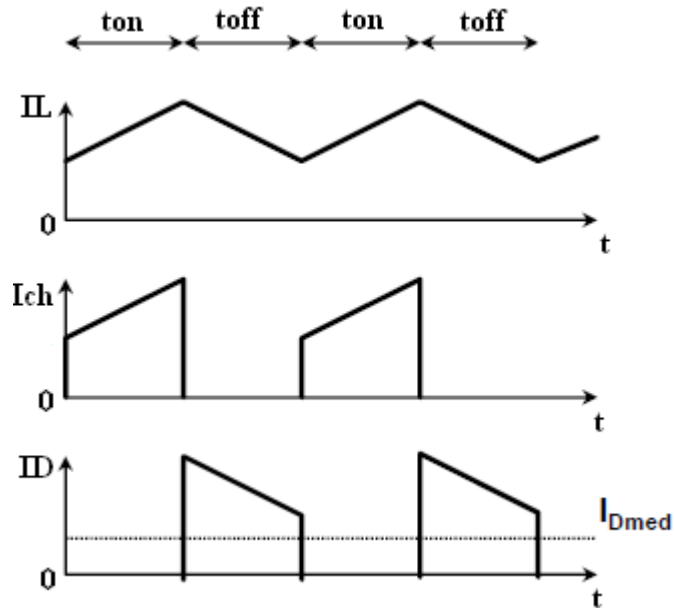
Figura 10 - Representação elétrica das etapas 1 e 2 do conversor Buck-Boost



Fonte: Autor

As principais formas de onda em função do tempo deste conversor são representadas na Figura 11, onde I_L representa a corrente no indutor L , I_{ch} representa a corrente na chave ch , e I_D representa a corrente no diodo D .

Figura 11 - Formas de onda da corrente no indutor L, na chave ch e no diodo D em função do tempo em um conversor Buck-Boost



Fonte: Adaptado de Líbano (2016)

Pela lei do fluxo médio zero no período T, temos a Equação 7.

$$V_e \cdot t_{on} + V_s \cdot t_{off} = 0 \quad (7)$$

Utilizando a equação 1, chega-se na equação de ganho estático deste conversor (Equação 8).

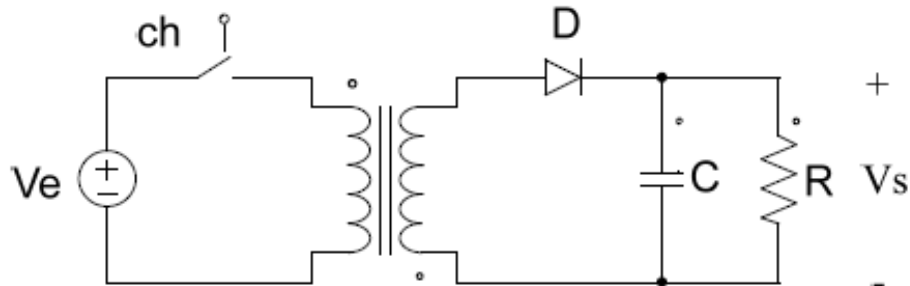
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-D}{1-D} \quad (8)$$

Neste conversor a saída não é isolada da entrada.

2.5 CONVERSOR FLYBACK

O conversor Flyback é muito semelhante ao Buck-Boost, por isso também é conhecido na literatura técnica como Buck-Boost isolado. Isto se deve ao fato de que ao invés de possuir um indutor magnético, tem em seu lugar um transformador que gera um isolamento galvânico entre a entrada e a saída do circuito. Na Figura 12 temos o diagrama elétrico de um conversor Flyback.

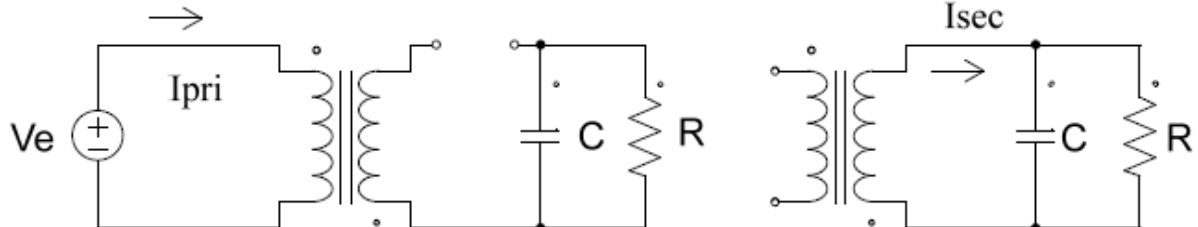
Figura 12 - Diagrama elétrico de um conversor Flyback



Fonte: Autor

O funcionamento deste conversor é similar ao funcionamento do Buck-Boost. Na primeira etapa com a chave *ch* conduzindo e o diodo *D* em corte, a fonte fornece energia ao primário do transformador. Na segunda etapa a chave *ch* não conduz e o diodo trabalha no modo de condução, o secundário do transformador fornece a energia para a carga nesta etapa. Uma representação elétrica de cada etapa de funcionamento de um conversor Flyback é apresentada na Figura 13.

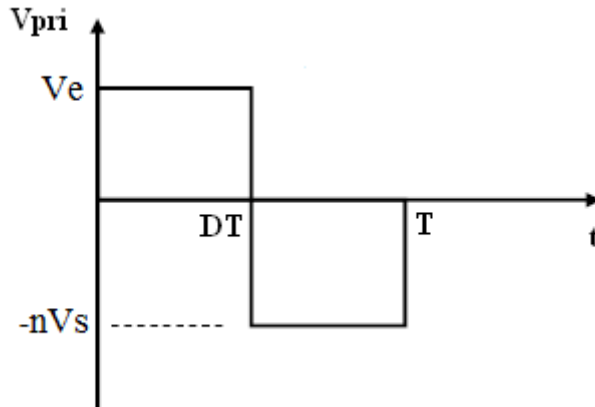
Figura 13 - Etapas 1 e 2 do funcionamento de um conversor Flyback



Fonte: Autor

No conversor Flyback, a tensão média sobre o transformador deve ser nula. Na Figura 14 temos a forma de onda da tensão no primário do transformador, onde n é o número de espiras do primário dividido pelo número de espiras do secundário.

Figura 14 - Forma de onda da tensão no primário do transformador



Fonte: Autor

Como a tensão média sobre o transformador deve ser nula, pode-se deduzir a expressão do ganho estático (Equação 9 e 10).

$$V_{pri_{med}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{pri}(t) \cdot dt = 0 \quad (9)$$

$$V_{pri_{med}} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_e \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T -n \cdot V_s \cdot dt = \frac{V_e}{T} DT - \frac{nV_s}{T} (T - DT) = 0 \quad (10)$$

Obtém-se a Equação 11.

$$\frac{nV_s}{V_e} = \frac{D}{1-D} \quad (11)$$

Pode-se analisar que a tensão de saída pode ser adaptada pela razão do número de espiras entre primário e secundário, logo é possível obter uma alta variação de tensão entre a entrada do conversor e a saída do mesmo. Sendo V_{pri} a tensão no primário temos a relação de espiras n (Equação 12).

$$\frac{V_{pri}}{V_{sec}} = \frac{n}{1} \quad (12)$$

Temos a tensão de saída levando em consideração a relação de espiras (V_s') na Equação 13.

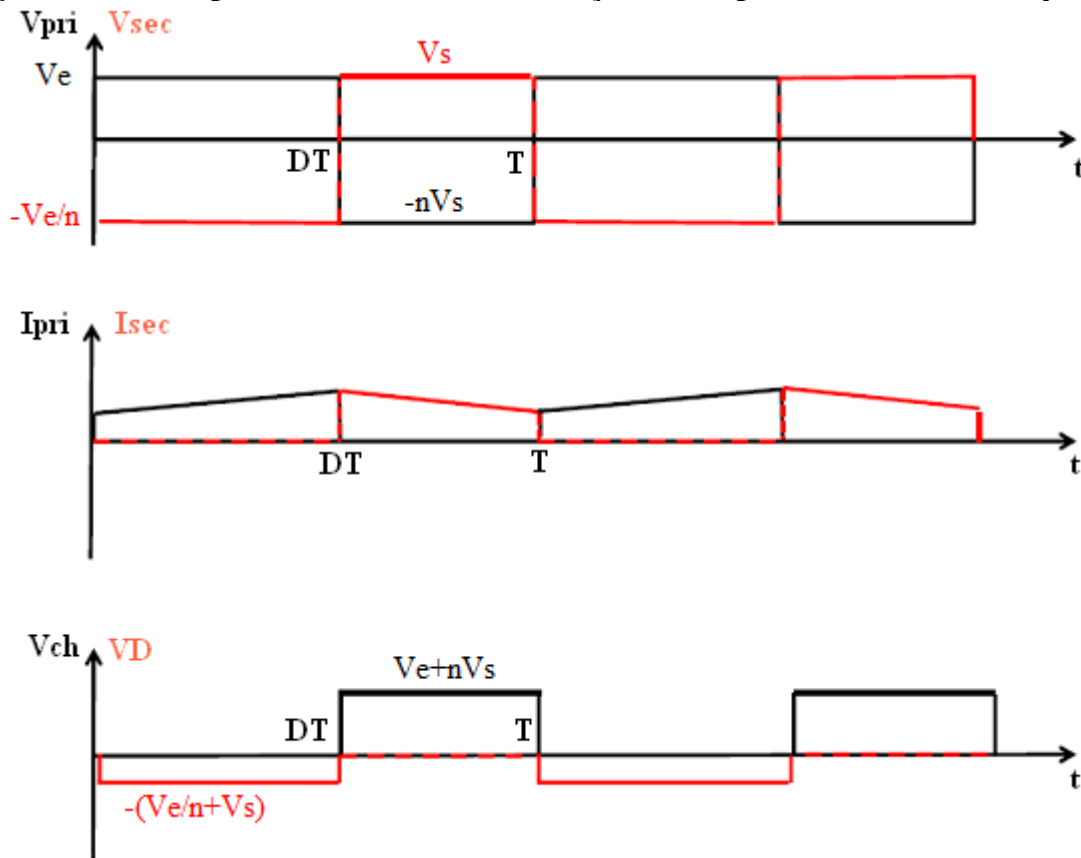
$$V_s' = V_s \cdot n \quad (13)$$

Substituindo na função do ganho estático temos a Equação 14.

$$\frac{V_{s'}}{V_e} = \frac{D}{1-D} \quad (14)$$

As principais formas de onda de um conversor Flyback são apresentadas na Figura 15, onde V_{pri} representa a tensão no primário do transformador, V_{sec} representa a tensão no secundário do transformador, I_{pri} representa a corrente no primário do transformador, I_{sec} representa a corrente no secundário do transformador, V_{ch} representa a tensão na chave ch e V_D representa a corrente no diodo D.

Figura 15 – Principais formas de onda em função do tempo de um conversor Flyback



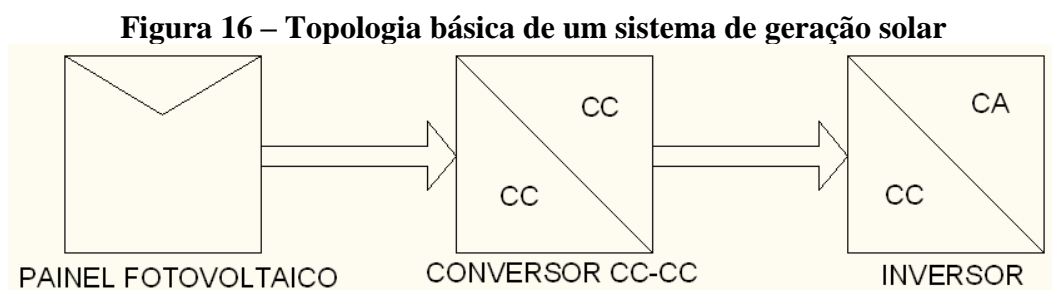
Fonte: Adaptado de Líbano (2016)

Em Barbi (2001), o autor definiu as principais características de um conversor Flyback, sendo elas: um conversor de baixo custo, o conversor proporciona saídas múltiplas, aceita grande variação da resistência da carga, proporciona isolamento entre entrada e saída, o conversor possui uma boa regulação, dispensa indutor de filtragem, é um conversor de resposta rápida e é fácil de ser estabilizado por apresentar um único polo simples na função de

transferência. Com todas estas razões citadas em Barbi (2001), o autor destaca que esta topologia é largamente empregada em baixas potências.

2.6 INVERSORES

Para a composição de um sistema de geração de energia elétrica como um todo, além da utilização de conversores CC-CC, emprega-se o uso de inversores. Um inversor tem a finalidade de transformar a energia de corrente contínua em corrente alternada, sendo que o inversor pode não ter sincronismo com a rede, quando se opera isolado da rede elétrica, e com sincronismo, quando o inversor gera a tensão sincronizada com a rede elétrica local, com mesma frequência e mesma fase. Esta topologia básica pode ser representada pelo seguinte diagrama em blocos, apresentado na Figura 16, onde no primeiro bloco a representação do painel fotovoltaico (à esquerda), no centro o conversor CC-CC, e na direita o inversor, estágio onde a ocorre a transformação da corrente contínua em corrente alternada e é conectada à carga (ou rede elétrica local).



Fonte: Autor

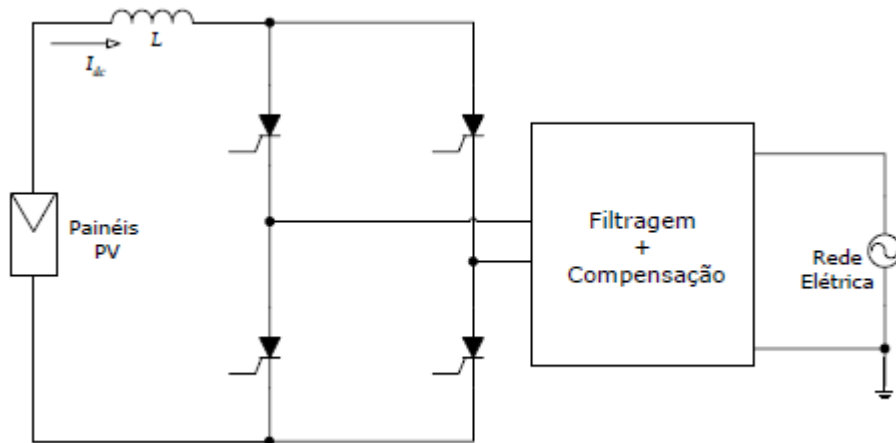
Diferentes topologias são utilizadas com a finalidade de adequar proteção ao sistema e também para condicionar a energia que irá atender a carga. Algumas topologias integram os conversores CC-CC com inversores CC-CA, mas também existem topologias mais simples que operam apenas com um inversor CC-CA. Dentre as mais diversas topologias podemos dividi-las em quatro grupos.

2.6.1 Topologia com único estágio inversor não-isolada

Esta topologia é a mais simples. O painel fotovoltaico alimenta diretamente um inversor e este pode ser conectado ou não à rede elétrica local. Segundo Rodrigues, Teixeira,

Braga (2003), por ser uma topologia simples, temos como vantagens a simplicidade do sistema, robustez e alta eficiência. Entretanto, esta topologia em geral apresenta um baixo fator de potência, e elevada distorção harmônica, além de não apresentar isolamento dos painéis solares da rede elétrica. A representação de um inversor de único estágio pode ser analisada na Figura 17.

Figura 17 - Topologia com único estágio inversor não-isolada



Fonte: Rodrigues, Teixeira, Braga (2003)

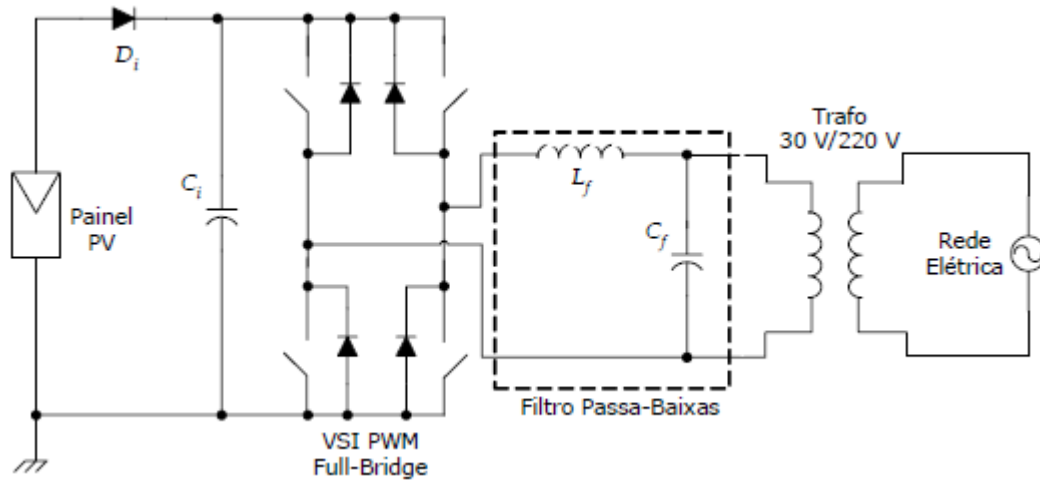
Esta topologia necessita que os painéis sejam ligados em série, visto que a tensão de saída usual de um painel solar encontra-se entre 16V a 40V, a fim de obter uma tensão na saída dos painéis maior que a tensão de pico da senoide da saída do inversor.

As chaves, representadas na figura 3 por transistores (TR1, TR2, TR3, TR4), podem ser operadas em baixas e altas frequências. Atualmente com o avanço da eletrônica, utiliza-se alta frequência, com modulação de largura de pulso (PWM), reduzindo a distorção harmônica na saída do inversor.

2.6.2 Topologia com único estágio inversor isolada

Tendo em vista a necessidade de isolar o sistema de painéis da rede elétrica, tem-se a topologia de único estágio inversor com isolamento. Pode-se empregar um transformador de ferro-silício na saída do inversor, assim a indutância do transformador ajuda na filtragem da corrente injetada na rede (RODRIGUES; TEIXEIRA; BRAGA, 2003). Um exemplo de sistema com único estágio inversor isolado é representado na Figura 18.

Figura 18 - Topologia com único estágio inversor isolada



Fonte: Rodrigues, Teixeira, Braga (2003)

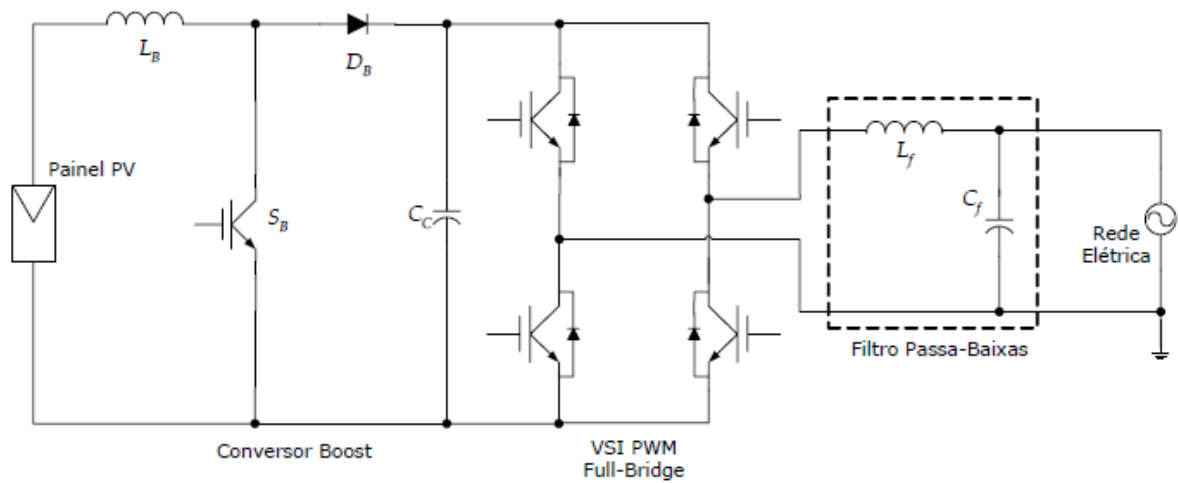
Assim com a topologia de único estágio inversor não isolado, esta topologia apresenta simplicidade e robustez, aliada com a segurança de ter um isolamento galvânico feito pelo transformador de saída. Um ponto negativo desta configuração é que em sistemas de alta potência o transformador tende a grandes dimensões e peso elevado.

2.6.3 Topologia com múltiplos estágios de conversão não-isolada

A topologia com múltiplos estágios de conversão permite um processamento maior da energia gerada pelo painel fotovoltaico. É empregado usualmente um ou mais conversores CC entre os painéis e o inversor. O conversor de corrente contínua pode atuar tanto como regulador de tensão para um barramento CC, como pode aplicar a técnica de rastreamento de máxima potência. Também, pode-se ter um conversor CC alimentando uma fonte de armazenamento de energia. Um exemplo disso é a possibilidade da conexão de um banco de baterias, tendo assim a possibilidade de armazenar energia mesmo quando não houver incidência solar (à noite, ou dias nublados) ou na falta de energia da rede (no caso do sistema ser interligado com a rede local de distribuição), assim o sistema em questão continua fornecendo eletricidade às cargas.

Esta topologia tende a ser mais complexa, pois há um aumento considerável em componentes no circuito, além de uma etapa a mais para controle e seu custo também é mais elevado. Na Figura 19 é representado um sistema com um painel fotovoltaico, um conversor CC e um inversor.

Figura 19 - Topologia múltiplos estágios de conversão não isolada



Fonte: Rodrigues, Teixeira, Braga (2003)

Com o uso de um conversor CC elevador de tensão pode-se ter um sistema com um único painel fotovoltaico, e obter assim uma tensão na saída elevada para alimentar o inversor. Com esta topologia pode-se construir um arranjo de pequeno porte eliminando a necessidade de conectar vários painéis em série para a obtenção da tensão necessária para o inversor.

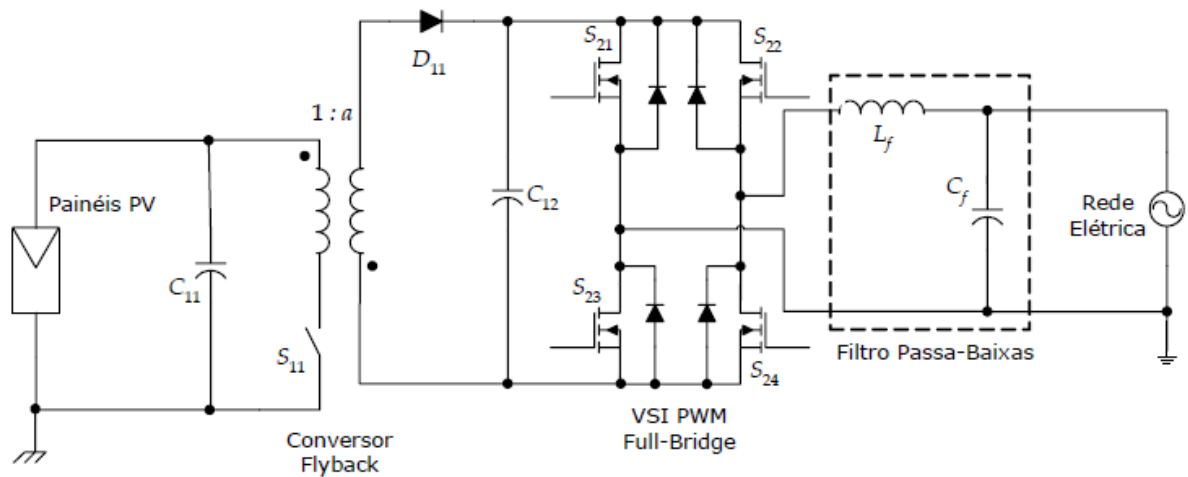
O ponto negativo desta topologia é que o sistema não é isolado da rede elétrica. Mesmo assim esta topologia é largamente utilizada.

2.6.4 Topologia com múltiplos estágios de conversão isolada

Nesta topologia, assim como na topologia anterior permite um processamento maior da energia gerada pelo painel fotovoltaico, com suas inúmeras possibilidades de configurações, seja fornecendo energia há um barramento CC, carregando um banco baterias ou conectado há um inversor, rastreado o ponto de máxima potência do painel fotovoltaico e entregando o máximo de potência a carga ou rede de energia local.

Na Figura 20, temos um exemplo da topologia com múltiplos estágios de conversão isolada.

Figura 20 - Topologia múltiplos estágios de conversão isolada



Fonte: Rodrigues, Teixeira, Braga (2003)

Na Figura 20, temos um inversor com um conversor CC-CC isolado, sendo este, um conversor Flyback. Esta topologia em particular é muito utilizada em microinversores, pois o conversor Flyback tem a possibilidade de elevar a tensão do painel fotovoltaico, e ao mesmo tempo isola o painel da rede local de energia, tornando o sistema mais seguro.

3 RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

3.1 PAINEL FOTOVOLTAICO

Atualmente, os painéis fotovoltaicos têm um rendimento baixo, sendo em torno de 15%. Para calcular o rendimento de um painel (η_{PV}), utilizamos a Equação 15.

$$\eta_{PV} = \frac{P_{PV}}{S \cdot A_{PV}} \quad (15)$$

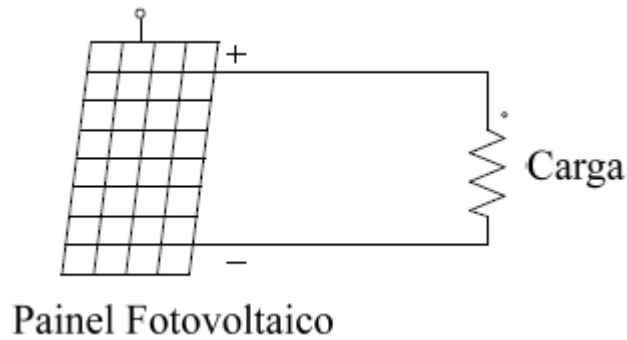
Onde P_{PV} é a potência elétrica fornecida pelo painel (dada em Watt), S é a radiação solar incidente (utiliza-se o valor de 1000W/m²) e A_{PV} é a área do painel fotovoltaico em questão (dado em m²). Podemos calcular a eficiência do módulo SUOYANG SY-200M, o qual será utilizado nos ensaios, substituindo as especificações do fabricante na expressão 15, assim temos a Equação 16.

$$\eta_{PV} = \frac{200}{1000 \cdot 1,277} = 0,1566 = 15,66\% \quad (16)$$

Considerando a baixa eficiência de um painel fotovoltaico, torna-se essencial a busca da extração máxima de potência do mesmo, aproveitando o máximo do potencial de sua energia. Levando em conta que os painéis fotovoltaicos apresentam variações na potência elétrica devido às condições meteorológicas, e o ponto de máxima potência é obtido para um valor de carga específico, torna-se interessante a busca de um sistema que consiga extrair o máximo de potência contornando essas adversidades.

Na Figura 21 é apresentado um painel fotovoltaico conectado a uma carga R.

Figura 21 – Painel fotovoltaico com uma carga resistiva ligada à saída



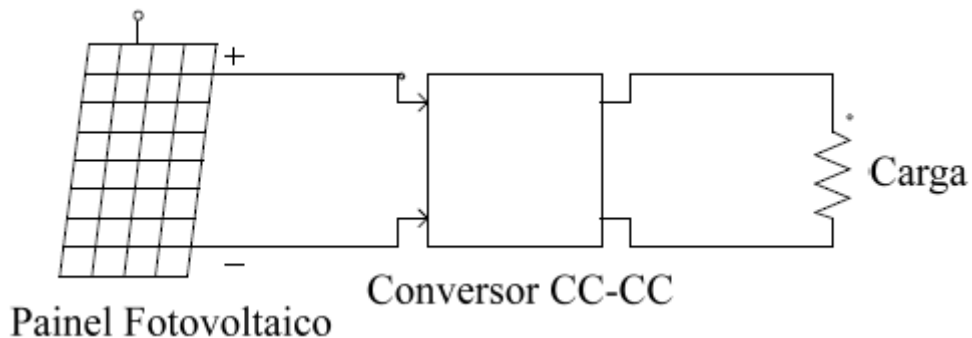
Fonte: Autor

Levando em conta as especificações do módulo SUOYANG SY-200M, em que o ponto de máxima potência nas condições de irradiação solar igual a 1000W/m^2 e temperatura de operação $25\text{ }^\circ\text{C}$, ocorre quando a tensão de máxima potência (V_m) na sua saída é de 37,5 volts, e corrente máxima de saída (I_m) é de 5,33 ampères, podemos calcular o valor da carga onde ocorre a máxima potência na Equação 17.

$$R_m = \frac{V_m}{I_m} = 7,03 \Omega \quad (17)$$

Conclui-se que com um valor de carga, e com as condições meteorológicas tão específicas torna-se difícil obter o ponto de máxima potência. Uma saída para conseguir acoplar uma carga de um valor diferente ao calculado e obter o máximo de potência é empregar um conversor CC-CC entre a carga e o modulo solar, e empregar ao sistema de chaveamento do conversor uma técnica de rastreamento de máxima potência. Na Figura 22 temos um sistema composto de um painel solar, um conversor CC-CC e uma carga.

Figura 22 – Painel solar conectado a um conversor e uma carga resistiva



Fonte: Autor

Usando a relação da lei de ohm temos a tensão na carga representada na Equação 18.

$$V_{carga} = I_{carga} \cdot R_{carga} \quad (18)$$

Empregando um conversor CC-CC Flyback entre o painel e a carga, o ganho estático de tensão do conversor é expresso na Equação 19. E o ganho de corrente no conversor é expresso na Equação 20.

$$G_{tensão} = \frac{V_{carga}}{V_{PV}} = \frac{D}{(1-D)n} \quad (19)$$

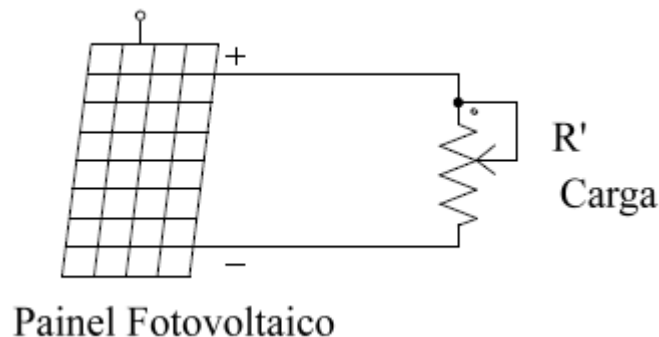
$$G_{corrente} = \frac{I_{carga}}{I_{PV}} = \frac{(1-D)n}{D} \quad (20)$$

Isolando V_{carga} na Equação 19, e isolando I_{carga} na Equação 20, e substituindo estes valores na Equação 18, temos a carga equivalente R' (Equação 21).

$$\frac{V_{PV}}{I_{PV}} = \frac{R_{carga}}{\left(\frac{D}{(1-D)n}\right)^2} = R' \quad (21)$$

Desse modo podemos representar o conversor e a carga como sendo uma resistência variável, dependentes de R_{carga} e o ciclo de trabalho do conversor D . O sistema é representado na Figura 23.

Figura 23 – Painel conectado a carga equivalente



Fonte: Autor

Como a carga equivalente é dependente do ciclo de trabalho do conversor Flyback, pode-se obter o ponto de máxima potência ajustando o valor de D para o ponto em que o painel apresente sua máxima potência.

Exemplificando as deduções realizadas, podemos conectar uma carga de 100Ω na saída do conversor Flyback e utilizando as especificações do módulo SUOYANG SY-200M, sabemos que a carga equivalente para obtenção da máxima potência é de $7,03 \Omega$, podemos calcular o ciclo de trabalho do conversor, considerando n igual a 1 (relação entre as espiras do transformador) temos o cálculo do ciclo de trabalho na Equação 22.

$$R' = 7,03 \Omega = \frac{R_{carga}}{\left(\frac{D}{(1-D).n}\right)^2} = \frac{100 \Omega}{\left(\frac{D}{(1-D).1}\right)^2} \therefore D = 0,79 \quad (22)$$

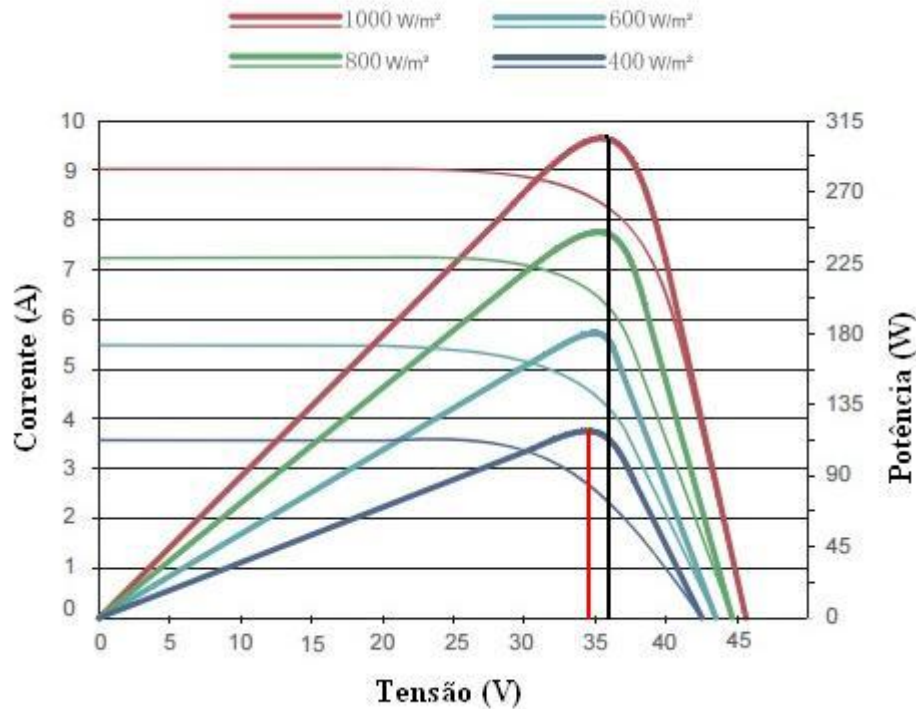
Assim, com o ciclo de trabalho do conversor operando em 79%, a resistência equivalente será igual à $7,03 \Omega$.

3.2 TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

3.2.1 Método da tensão constante

O método mais simples de implementar o rastreamento de máxima potência é com o método da tensão constante. Este método consiste em manter a tensão do painel fotovoltaico fixa no valor referente ao de máxima potência previamente especificado. Este método é pouco preciso, pois desconsidera o fato de que o ponto de máxima potência varia conforme a temperatura de operação e a variação de insolação. Na Figura 24 temos um gráfico com várias curvas representando diferentes intensidades de insolação sobreposta com as curvas de potência.

Figura 24 – Curva de potência para diferentes índices de insolação



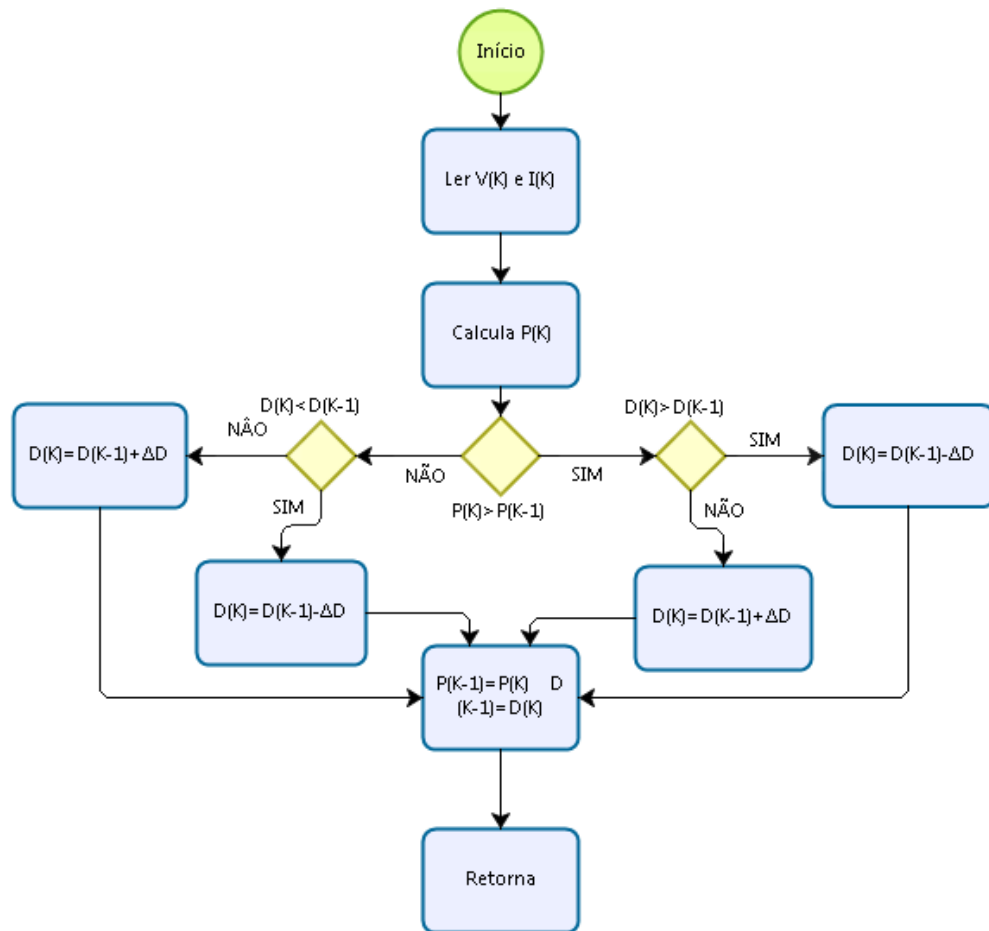
Fonte: Adaptado de Jinko Solar (<http://www.jinkosolar.com/>)

Nota-se que o valor da tensão no ponto de máxima potência para o nível de irradiação de 1000 W/m^2 (linha preta) não é o mesmo para o valor de tensão para o nível de irradiação igual a 400 W/m^2 (linha vermelha). Assim, o valor de máxima potência não é alcançado para condições de operação adversas. Como o método é baseado na tensão do ponto de máxima potência especificado pelo fabricante, este método tende a falhar quando o ponto de máxima potência não coincide com o valor de tensão especificado.

3.2.2 Método P&O (Perturba e Observa)

No método perturba e observa (P&O), a forma de funcionamento se dá em criar uma perturbação na operação do sistema e avaliar a variação da potência gerada pelo módulo. Neste método de rastreamento é necessário a utilização de dois sensores, um de tensão e um de corrente, para poder obter o valor da potência gerada pelo painel fotovoltaico. Um fluxograma é apresentado na Figura 25 para melhor compreensão do algoritmo.

Figura 25 - Fluxograma do algoritmo P&O



Fonte: Autor

Primeiramente neste método defini-se o valor da perturbação que será gerada no sistema, neste caso uma variação do ciclo de trabalho ΔD . O algoritmo inicia lendo os valores da tensão $V(K)$ e da corrente $I(K)$, e calcula o valor da potência multiplicando esses valores, obtendo a potência $P(K)$. Posteriormente, compara-se o valor da potência $P(K)$, com o valor da potência calculada anteriormente $P(K-1)$, se o valor de $P(K)$ for maior que o valor de $P(K-1)$, compara-se o valor do ciclo de trabalho atual $D(K)$ com o valor de ciclo de trabalho anterior $D(K-1)$, se o valor $D(K)$ for maior incrementa-se um valor de ΔD ao ciclo $D(K)$, e se o valor $D(K)$ for menor que o valor de $D(K-1)$, decrementa-se valor de ΔD do ciclo $D(K)$. Caso o valor de $P(K)$ for menor que o valor de $P(K-1)$, compara-se o valor do ciclo de trabalho atual $D(K)$ com o valor de ciclo de trabalho anterior $D(K-1)$, se o valor $D(K)$ for maior decrementa-se um valor de ΔD do ciclo $D(K)$, e se o valor $D(K)$ for menor que o valor de $D(K-1)$, incrementa-se valor de ΔD do ciclo $D(K)$. Posteriormente no algoritmo, os valores são atualizados, para isso temos $P(K-1)=P(K)$ e $D(K-1)=D(K)$.

Neste método, um ponto importante é a escolha de ΔD , sendo que se o valor da variação for alto, se obtém um bom desempenho no regime dinâmico, isto é, o ponto de máxima potência é rapidamente atingido, e ocorre uma variação maior da potência no regime permanente. Se o valor de ΔD for pequeno ocorre o oposto, tende-se a piorar o desempenho em regime dinâmico, demorando para atingir o valor de máxima potência, porém a variação da potência no regime permanente é menor. Usualmente neste método o valor de ΔD é escolhido empiricamente, tomando-se o cuidado de manter o sistema estável a tal perturbação.

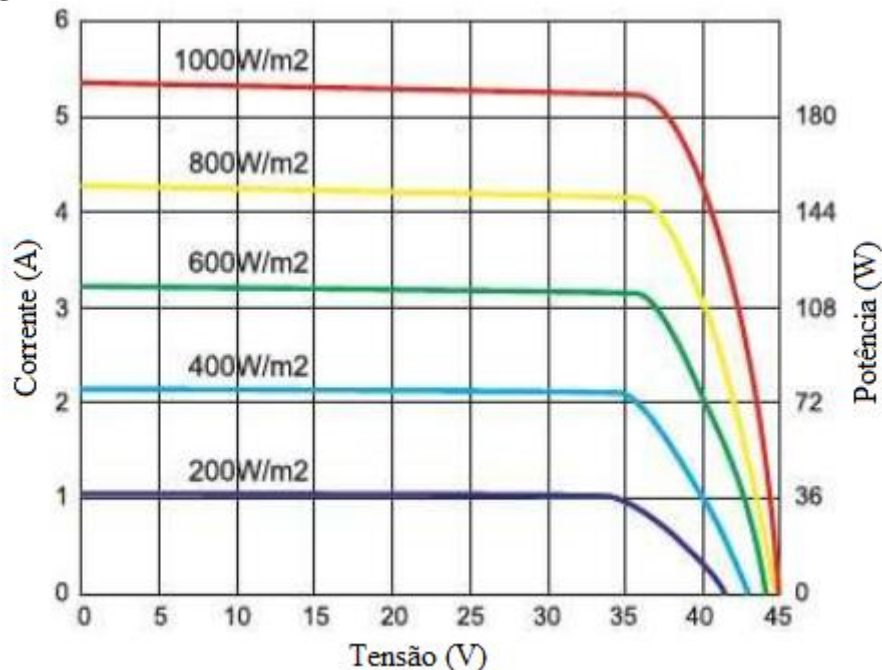
4 PROJETO

4.1 CONVERSOR FLYBACK

O conversor escolhido para o projeto foi o Flyback. Essa escolha se deu no fato do conversor Flyback possuir isolamento galvânico, isolando o módulo fotovoltaico da carga utilizada. Outra razão é que o valor de tensão na saída do conversor é significativamente maior que o valor de entrada e utilizando a topologia Flyback, pode-se aproveitar a razão de espiras do transformador para elevar o potencial elétrico.

Inicialmente para projetar o conversor CC-CC Flyback, estipula-se a região de operação, definindo a variação de tensão na entrada no conversor, a variação de tensão na saída e a variação de carga. Com estes valores em mãos podem-se obter os valores dos componentes do conversor. Para definir o intervalo da variação de tensão na entrada, foi consultado o manual do módulo fotovoltaico utilizado (SY-200M), que é produzido pela empresa SHENZHEN SUOYANG. Na Figura 26 podem-se observar as curvas de corrente por tensão para diferentes valores de intensidade solar.

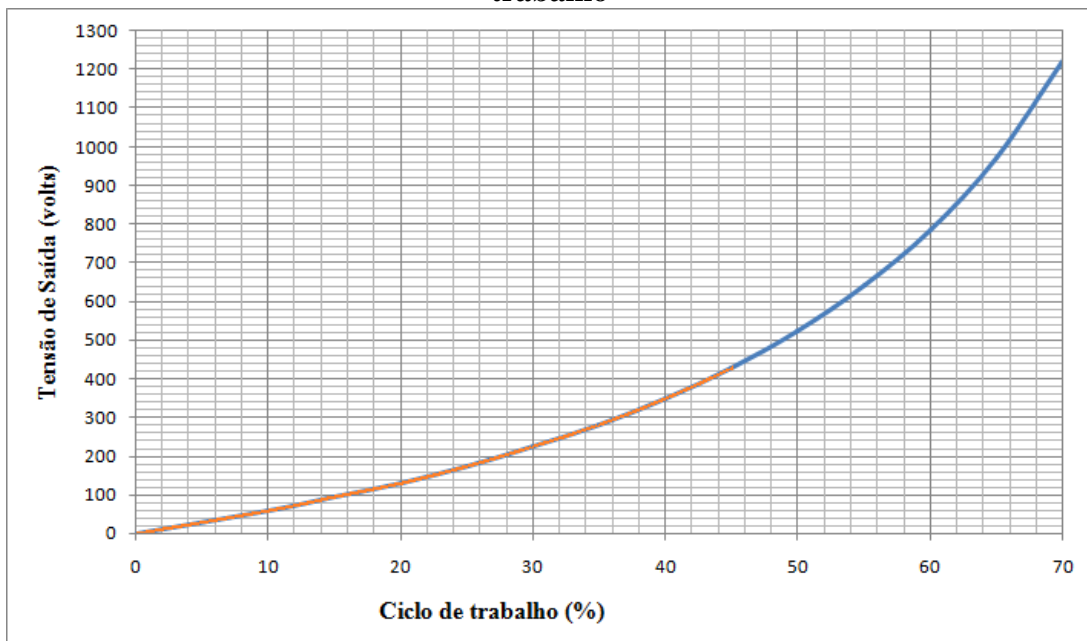
Figura 26 – Curvas características do módulo fotovoltaico SY-200M



Fonte: Adaptado do manual do fabricante (<http://www.szsuoayang.com/>)

O valor de tensão máximo escolhido (V_{max}) foi de 45 volts e o valor mínimo (V_{min}) de 35 volts. O valor de saída escolhido (V_{saida}) para o projeto foi de 400 volts. Ressalta-se que diferente das fontes chaveadas usuais em que a saída apresenta uma tensão fixa ou corrente fixa, o circuito em questão não mantém a tensão de saída fixa em 400 volts, mas sim um valor aproximado. A tensão de saída varia de forma a manter o máximo de potência extraída do módulo fotovoltaico. Outro valor estipulado no início do projeto foi o ciclo de trabalho do conversor, sendo o valor máximo estipulado ($D_{máx}$) em 0,45 (45%). Esta escolha se deu ao fato para aproveitar uma região linear da relação de ciclo de trabalho versus a tensão de saída, aliada também ao fato de aproveitar melhor a resolução da saída PWM do microcontrolador a ser utilizado. A variação do ciclo de trabalho pela tensão de saída é representada na Figura 27, onde a área de atuação do conversor é destacada em laranja.

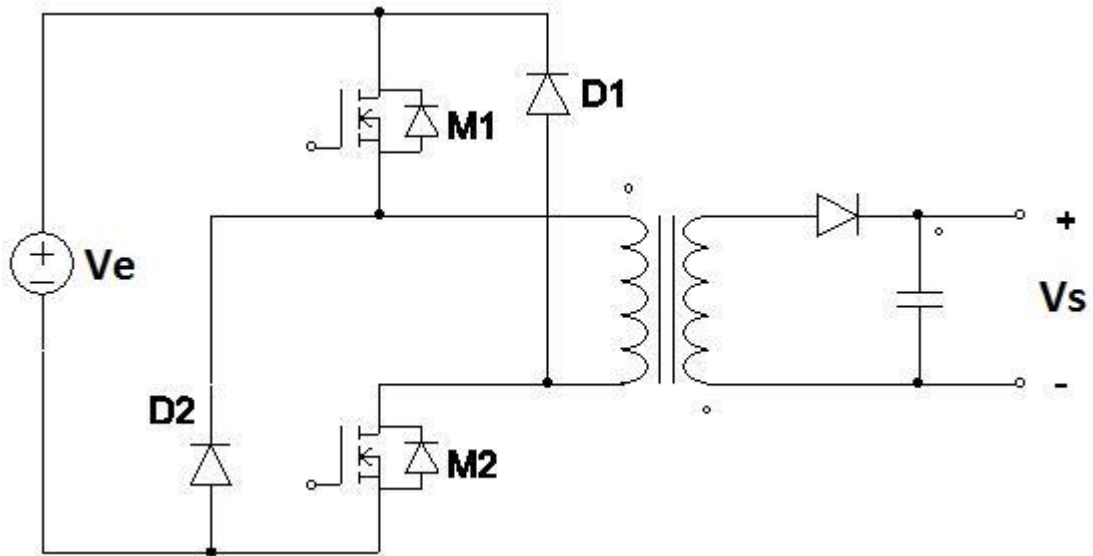
Figura 27 – Gráfico da relação entre a tensão de saída do conversor com o ciclo de trabalho



Fonte: Autor

Para obter um melhor funcionamento do conversor, uma alteração na topologia do conversor Flyback foi feita. Optou-se por utilizar a topologia com duas chaves. Devido à Barbi (2001), esta topologia tem vantagens em relação à topologia de uma única chave. Na Figura 28 temos o circuito elétrico da topologia do Flyback com duas chaves, sendo estas representadas por MOSFETS (M1 e M2).

Figura 28 – Topologia Flyback com duas chaves



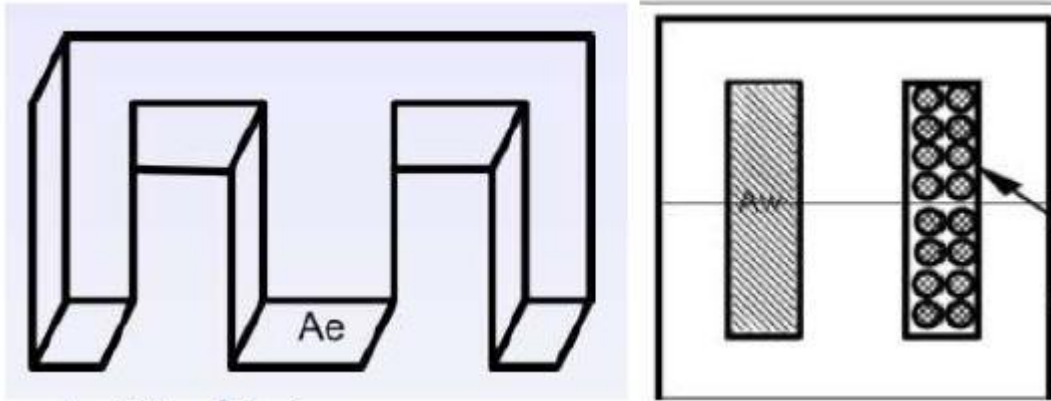
Fonte: Autor

Segundo Barbi (2001), D1 e D2 operam como limitadores não-dissipativos das tensões dos interruptores, devolvendo à fonte a energia acumulada nas indutâncias de dispersão. Nesta topologia o snubber dissipativo, comumente utilizado em topologias com uma chave, não é necessário. Outra vantagem citada pelo autor é de que as tensões nominais dos interruptores são menores.

4.1.1 Projeto do transformador

Para projetar o transformador foram seguidos os passos apresentado em Barbi (2001). Primeiro, calculou-se o valor necessário de $A_W * A_e$, onde A_e representa a área da seção transversal do núcleo e A_w representa a área da janela do núcleo. Na Figura 29 temos uma ilustração com as áreas A_e e A_w rachuradas.

Figura 29 – Áreas Aw e Ae rasuradas



Fonte: Adaptado de Líbano (2016)

Na Equação 23 temos o cálculo de Aw vezes Ae, onde Barbi (2001) sugere o valor de 0,5 para k_{pw} e de 0,4 para k_w . Para a densidade de corrente (J) utilizou-se o valor de 450 A/cm². Para a frequência de chaveamento (f_{ch}) utilizou-se o valor de 62,5 kHz, e para a variação do fluxo eletromagnético utilizou-se o valor de 0,25 T.

$$Ae \cdot Aw = \frac{1,1 \cdot P_{saída} \cdot 10^4}{k_p \cdot k_w \cdot J \cdot f_{ch} \cdot \Delta B} [cm^4] \quad (23)$$

Obteve-se o valor de 1,81 cm⁴, assim, é necessário um núcleo com uma relação Ae.Aw maior ou igual a este valor. Optou-se pelo núcleo NEE-42/15/20 fabricado pela Thorton, com sua relação igual a 4,63 cm⁴. Após esta escolha, foi calculado o valor do gap do transformador (δ) na Equação 24.

$$\delta = \frac{2\mu_0 \cdot \Delta W}{B^2 \cdot Ae} \quad (24)$$

Onde a variação de energia (ΔW) é calculada na Equação 25, sendo n a eficiência do conversor e seu valor escolhido foi de 90% (0,9).

$$\Delta W = \frac{P_{saída}}{n \cdot f_{ch}} \quad (25)$$

Assim, obteve-se o valor do gap (0,6 milímetros). O próximo passo foi o cálculo da corrente de pico no primário, para isso, utilizou-se a Equação 26.

$$I_P = \frac{7,14 \cdot P_{saída}}{n \cdot V_{min} \cdot D_{máx}} = 24,06 [A] \quad (26)$$

Obtendo o valor de 24,06 A.

Para o cálculo do número de espiras no primário (N_P) temos a Equação 27.

$$N_P = \frac{B \cdot \delta}{0,4 \cdot \pi \cdot I_P} = 5,57 [Espiras] \quad (27)$$

Obteve-se o valor de 5,57 espiras, logo 6 espiras serão utilizadas. O cálculo do número de espiras necessárias no secundário (N_S) é apresentado na Equação 28.

$$N_S = N_P \frac{(V_{saída} + V_F) \cdot (1 - D_{máx})}{V_{min} \cdot D_{máx}} = 84,59 [Espiras] \quad (28)$$

Onde V_F representa a queda de tensão do diodo retificador (3,75 volts). O valor calculado foi de 84,59 espiras, logo, utilizou-se 85 espiras.

Posteriormente, segundo Barbi (2001) calcula-se a bitola máxima do fio a ser utilizado. Para saber a bitola máxima temos o cálculo da profundidade de penetração devido ao efeito pelicular na Equação 29.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_{ch}}} = 0,03 [cm] \quad (29)$$

O diâmetro máximo que poderá ser utilizado é calculado através da Equação 30.

$$d_{max} = 2\Delta = 0,06 [cm] \quad (30)$$

Assim, como f_{ch} é de 62,5kHz temos que o valor máximo do diâmetro do condutor pode ser de 0,06 cm. O condutor utilizado foi o AWG#27, pelo fato da disponibilidade, sendo o seu valor de diâmetro igual a 0,036 cm. Sabendo o condutor a ser utilizado, pode-se calcular o número de fios em paralelo que será utilizado no primário e no secundário do transformador afim de suportar as correntes envolvidas. Para isso calcula-se a corrente eficaz máxima no primário (I_{Pefmax}) na Equação 31 e a corrente eficaz máxima no secundário (I_{Sefmax}) na Equação 32, e posteriormente a área necessária de cobre nos enrolamentos do primário (S_{cuP}) na Equação 33 e a área necessária de cobre nos enrolamentos do secundário (S_{cuS}) na Equação 34.

$$I_{Pefmax} = I_P \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 9,32 [A] \quad (31)$$

$$I_{Sefmax} = I_S \cdot \sqrt{\frac{1-D_{max}}{3}} = 0,72 [A] \quad (32)$$

$$S_{cuP} = \frac{I_{Pefmax}}{J} = 0,02662 [cm^2] \quad (33)$$

$$S_{cuS} = \frac{I_{Sefmax}}{J} = 0,002077 [cm^2] \quad (34)$$

Assim temos os cálculos da quantidade de fios em paralelos necessários no primário e no secundário (Equação 35 e Equação 36).

$$N_{fiosP} = \frac{S_{cuP}}{S_{cu27AWG}} = 26,07 [fios] \quad (35)$$

$$N_{fiosS} = \frac{S_{cuS}}{S_{cu27AWG}} = 2,03 [fios] \quad (36)$$

Os valores utilizados para a confecção do transformador são mostrados na Tabela 1.

Tabela 1 – Valores utilizados para confecção do transformador

Nº. de espiras no primário	6
Nº. de espiras no secundário	85
gap (mm)	0,66
Fios em paralelo no primário	27
Fios em paralelo no secundário	3
Bitola do fio (AWG)	#27

4.1.2 Dimensionamento dos capacitores

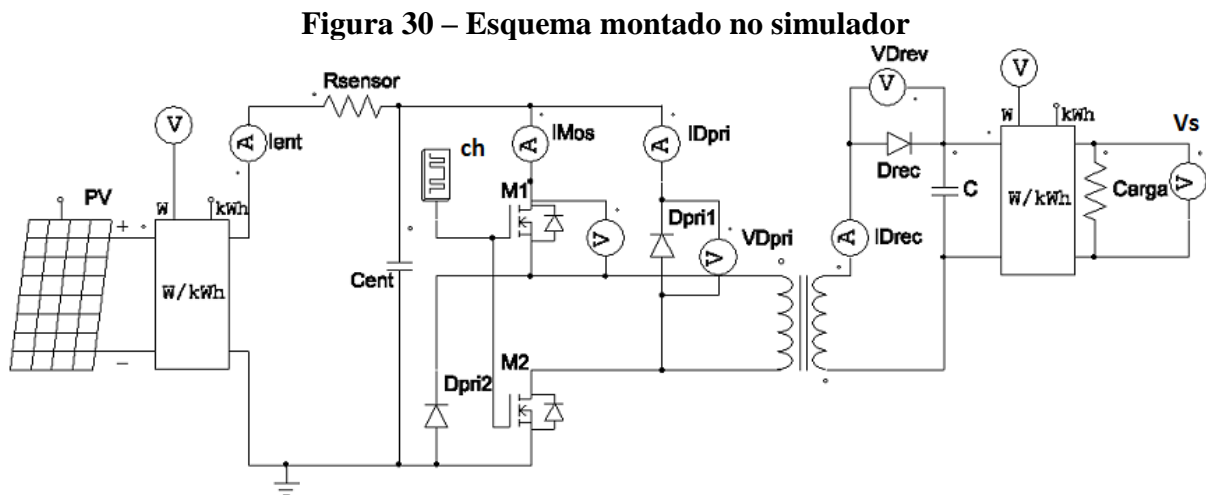
O capacitor de saída do conversor Flyback é calculado a partir da Equação 37, onde $I_{saída}$ é a corrente de saída (0,45A), e a variação de tensão em cima do capacitor (ΔV_C) foi estipulada para 1% (4 volts).

$$C = \frac{I_{saída} \cdot D_{max}}{f_{ch} \cdot \Delta V_c} \quad (37)$$

O valor calculado foi de 0,8 uF para o capacitor, assim optou-se por utilizar o valor de 1 uF. Na entrada do conversor foi adicionado um capacitor do valor de 2200 uF, afim de obter-se um valor de tensão de entrada estável para a leitura do sensor e por consequência o funcionamento correto do algoritmo a ser implementado. A escolha do capacitor foi empiricamente. Quando o valor deste capacitor é baixo, a tensão de entrada tende a ser pulsada na frequência de chaveamento do conversor, e quando o valor é alto demais, a alteração do valor da tensão na entrada do conversor ocorre de forma lenta, podendo gerar problemas para a implementação do rastreamento de máxima potência.

4.1.3 Simulação do conversor

Com os valores do transformador e o capacitor do conversor Flyback, foi elaborada uma simulação do circuito no software PSIM, com a finalidade de testar a funcionalidade do mesmo, assim como avaliar os valores máximos de tensão e corrente nos componentes. O seguinte esquema elétrico foi montado no simulador (Figura 30).



Fonte: Autor

As configurações utilizadas no software assim como os valores dos componentes, são apresentadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Configuração da simulação de projeto

Cent	2200	uF
Rsensor	1,2	m Ω
C	1	uF
Carga	800	Ω
Transformador		
Rp	0,001	Ω
Rs	0,001	Ω
Lp	1	nH
Ls	1	nH
Lm	30	uH
Np	6	espiras
Ns	85	espiras
Chave ch		
frequency	62500	Hz
No. of points	2	
Switch points	0 158.	
PV		
Voc	44,82	V
Isc	5,722	A
Vm	35,87	V
Im	5,53	A

Os resultados das correntes e das tensões reversas que os componentes são submetidos são apresentados na Tabela 3.

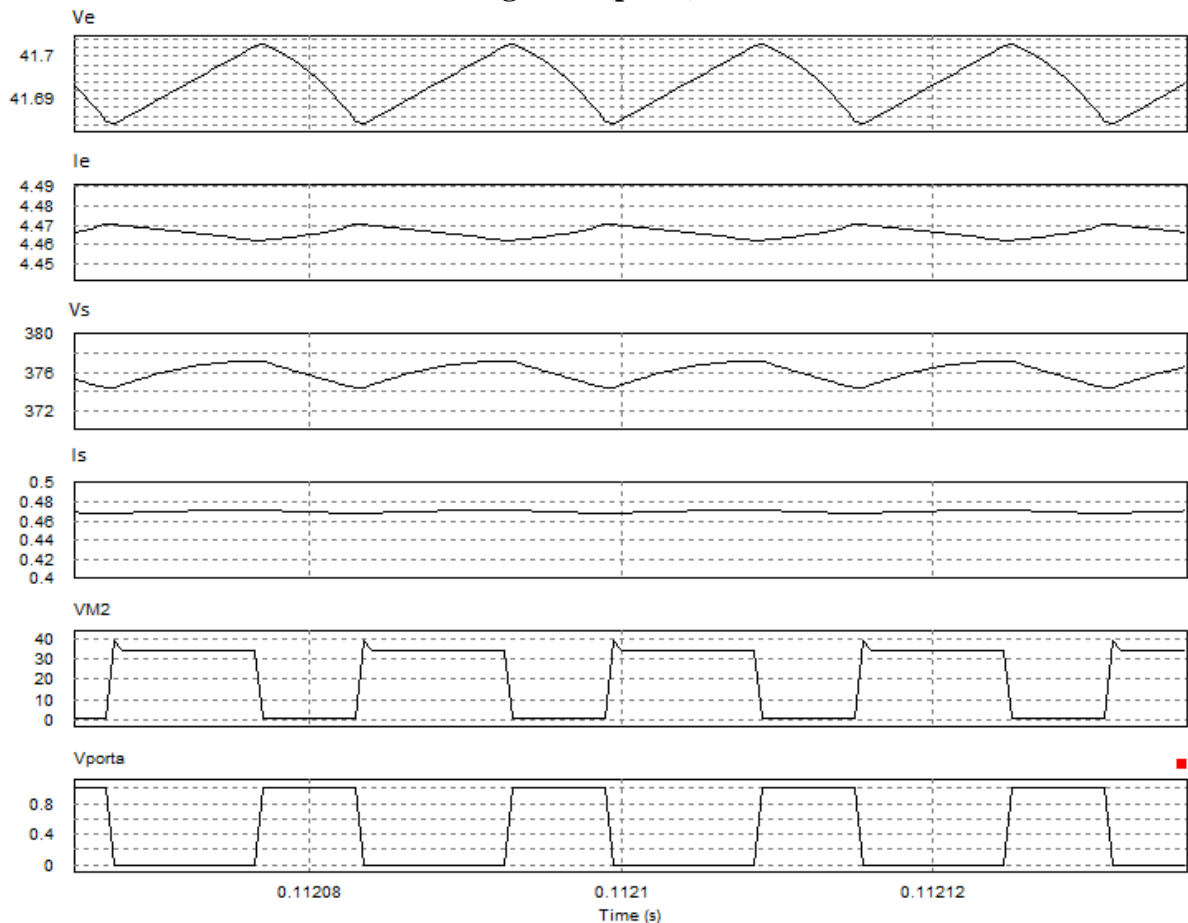
Tabela 3 – Resultados dos valores das tensões reversas e correntes que os componentes são submetidos

	Valores Médios	Valores RMS	Valores de Pico
Vmos (reversa)	15,31 V	20,85 V	32,75 V
Imos	4,65 A	7,37 A	15,85 A
VDpri (reversa)	15,29 V	35,05 V	30,05 V
IDpri	1,52 uA	3,5 uA	3,5 uA
Vrec (reversa)	319 V	502 V	854 V
Irec	414 mA	580 mA	1,11 A

A partir destes dados, os componentes foram dimensionados. O transistor MOSFET escolhido foi o IRF540N, fabricado pela empresa Infineon Technologies. O MOSFET suporta uma tensão de 100 volts entre seus terminais de fonte e dreno, e uma corrente contínua máxima de dreno de 33 ampères. Para o diodo retificador (Drec) do secundário, foram

empregados três diodos em série MUR460, devido ao alto valor da tensão reversa submetida ao componente, o conjunto de diodos ligados em série suportam a soma da tensão reversa de cada diodo. Como cada diodo suporta uma tensão reversa de 600 volts, a soma dos três resulta em 1800 volts, valor superior aos 854 volts simulados. Para os diodos do primário, foram utilizados dois diodos MUR460. Temos na Figura 31 as formas de onda da tensão de entrada (V_e) e saída (V_s), corrente de entrada (I_e) e saída (I_s), assim como a tensão sobre o dreno e a fonte no MOSFET 2 (V_{M2}) e a tensão na porta de M2 (V_{porta}).

Figura 31 – Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e saída (V_s), corrente de entrada (I_e) e saída (I_s) e tensão sobre o dreno e a fonte no MOSFET 2 (V_{M2}) e a tensão sobre o gatilho (porta)



Fonte: Autor

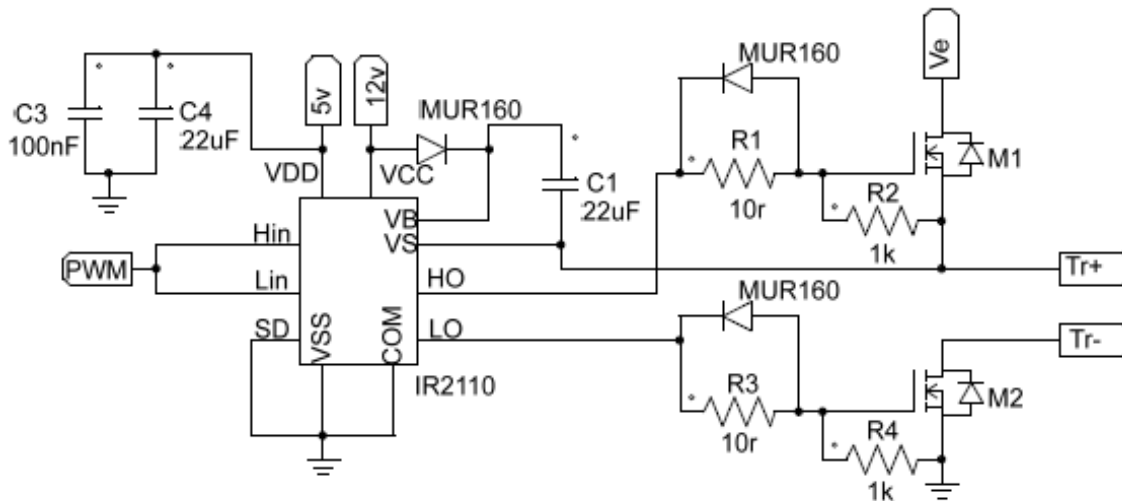
4.1.4 Circuito de drive para o transistor MOSFET

Para realizar um bom chaveamento dos transistores MOSFETS, foi utilizado um circuito integrado de drive dedicado. O ci IR2110, fabricado pela Infineon Technologies, que segundo o manual do fabricante é um drive de alta velocidade e alta tensão com duas saídas

independentes, podendo operar em *High Side* e *Low Side*. *High Side* é um termo utilizado quando o drive é ligado a um transistor MOSFET de junção NPN em que seu terminal de fonte não é conectado ao sinal de terra e sim à carga. *Low Side* é quando o MOSFET de junção NPN tem seu terminal de fonte conectado ao sinal de terra e a carga é conectada à fonte do transistor.

Como a topologia Flyback utilizada possui duas chaves, uma na configuração *Low Side*, e outra chave na configuração *High Side*, o drive IR2110 torna-se ideal para o uso nesta aplicação. O circuito projetado é baseado em exemplos apresentados no manual do fabricante, e seu diagrama elétrico é apresentado na Figura 32.

Figura 32 – Diagrama elétrico do circuito de *drive*



Fonte: Autor

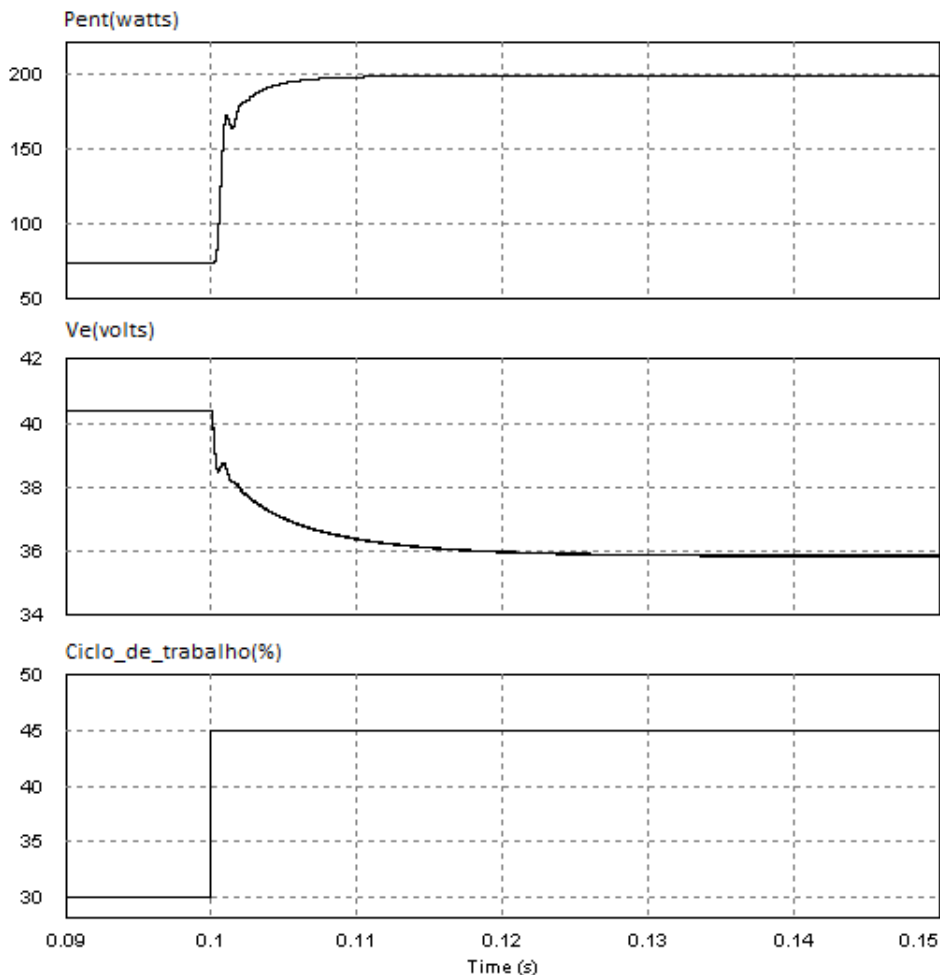
4.2 CONTROLE DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

O método perturba e observa (P&O) foi escolhido para realizar o rastreamento de máxima potência. Esta escolha se deu ao fato de que o método possui uma boa eficiência e é relativamente simples de ser implementado. São necessários dois sensores para realizar a leitura dos valores de tensão e corrente do módulo fotovoltaico, os mesmos são projetados no item 4.3. Para realizar os cálculos necessários para o rastreamento de máxima potência e gerar o sinal PWM, necessário para o chaveamento do conversor, é utilizado um microcontrolador ATMEGA328P conectado a uma placa de desenvolvimento fabricada pela empresa Arduino. A escolha da placa foi feita com a finalidade de simplificar o hardware desenvolvido, e também pelo fato da programação utilizada, baseada em C/C++, ser fácil e intuitiva.

4.2.1 Resposta ao salto

Para observar como o sistema se comportará diante de cada perturbação realizada pelo método no ciclo de trabalho do conversor, é realizada uma simulação do circuito representado na Figura 30. Um sinal degrau, com o valor inicial de 30% e final de 45% é imposto no ciclo de trabalho do conversor no tempo de 0,1 segundos. As respostas da potência de entrada do conversor (potência gerada pelo módulo fotovoltaico) assim como a tensão de entrada são apresentadas na Figura 33.

Figura 33 – Formas de onda da potência de entrada e tensão de entrada para um salto no ciclo de trabalho



Fonte: Autor

Nota-se, que a resposta da potência de entrada converge para o regime permanente em torno de 0,01 segundos e a resposta da tensão de entrada atinge em 0,03 segundos. Este atraso que ocorre na tensão em relação à potência de entrada se deve ao fato do valor do capacitor de

entrada (Cent) ser elevado. Para o algoritmo funcionar de maneira correta, é fundamental que as leituras de tensão e potência do módulo fotovoltaico, realizada pelo microcontrolador, estejam em regime permanente, pois caso contrário o sistema pode-se tornar instável. Por conta dessa espera para atingir o regime permanente, o tempo de atualização do rastreamento escolhido foi de 0,05 segundos, isto é, uma frequência de atualização de 20 Hz, sendo este valor suficientemente maior que o tempo de acomodação do sistema simulado.

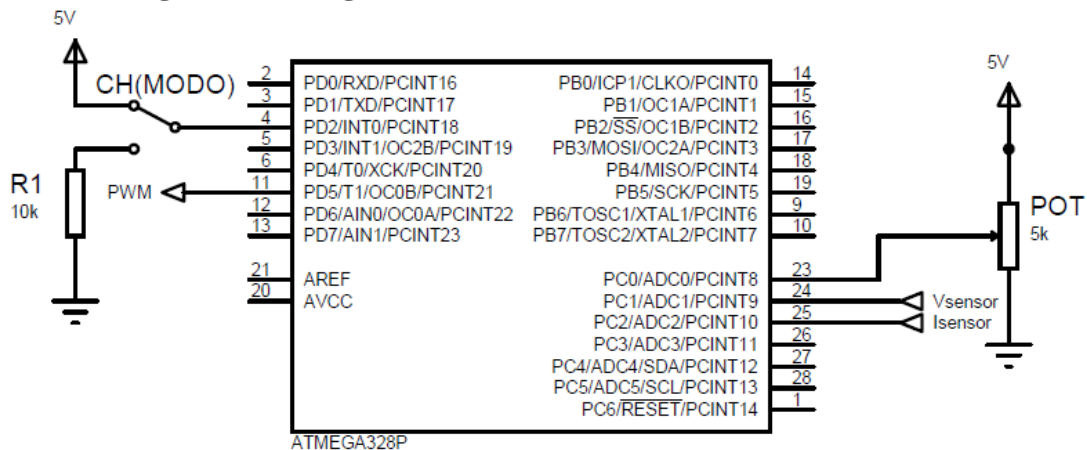
4.2.2 Projeto de controle

Inicialmente o projeto do código do controlador é dividido em duas partes. A primeira é o modo manual, onde um potenciômetro é utilizado como divisor de tensão, e o sinal variável de tensão é inserido em umas das entradas analógicas do microcontrolador, que lê o valor de tensão e transforma este valor lido na largura de pulso (PWM) na saída, assim quando se varia a tensão no potenciômetro, ocorre uma variação na largura de pulso. Este modo permite ao usuário variar a largura de pulso manualmente.

O segundo modo é o de rastreamento de máxima potência. Quando este modo é selecionado o microcontrolador rastreia o ponto de máxima potência do módulo. Uma rotina no microcontrolador define os valores iniciais, e após, ocorre à leitura da corrente e tensão entre o módulo e o conversor CC-CC. Logo, o programa obtém a potência, multiplicando o valor da tensão pelo valor da corrente, e este valor é comparado com o valor anterior, assim como o valor da tensão atual é comparada com o valor da tensão anterior, e ademais é definido se o valor da largura do pulso que controla o conversor CC-CC é incrementado ou decrementado.

O modo em que o programa opera é controlado por um hardware externo. Uma chave de duas posições define o modo de operação. Um diagrama elétrico do controlador é apresentado na Figura 34, onde são apresentados o potenciômetro externo, a chave seletora de modo de operação e as entradas dos sensores de tensão (V_{sensor}) e corrente (I_{corrente}).

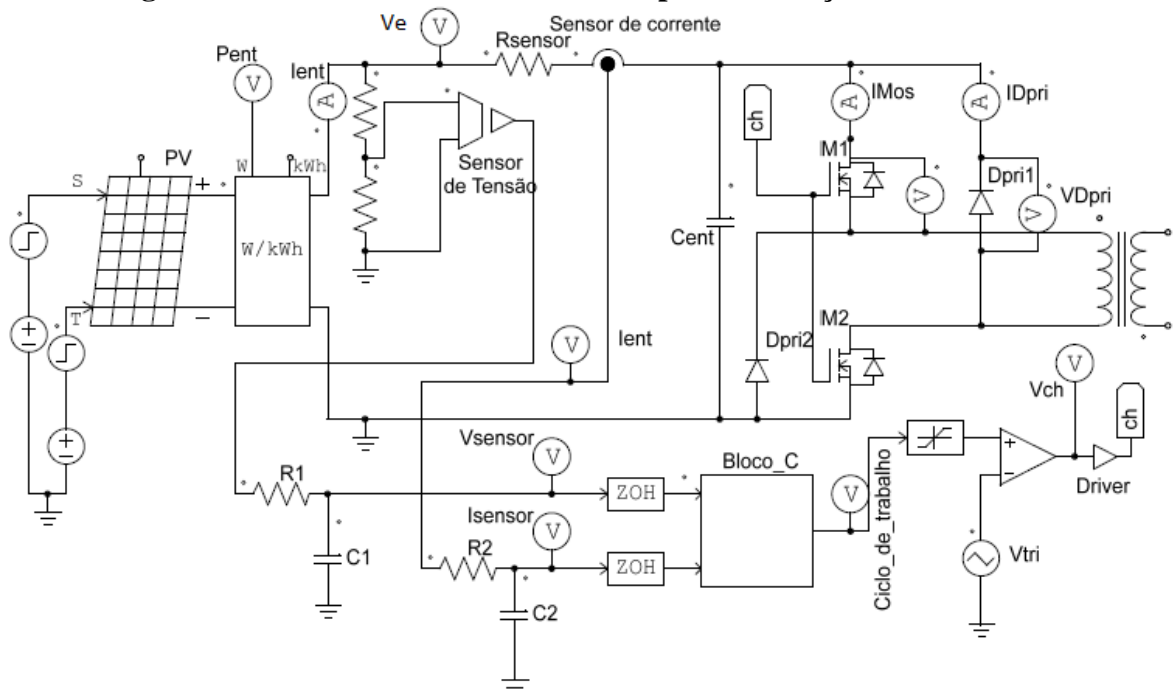
Figura 34 – Diagrama elétrico do controlador ATMEGA328P



Fonte: Autor

Com a finalidade de testar o algoritmo do rastreamento de máxima potência, assim como a estabilidade do sistema como um todo, uma simulação do circuito com o rastreamento de máxima potência foi realizada no software PSIM. O seguinte esquema elétrico ilustrado na Figura 35 foi montado no simulador (o circuito do secundário do transformador foi omitido, sendo este igual ao da Figura 30).

Figura 35 – Circuito montado no PSIM para simulação do controle



Para realizar a simulação do algoritmo de rastreamento foi adicionado o bloco C no simulador. Este bloco executa o algoritmo de rastreio do ponto de máxima potência e foi

programado em linguagem C. O código utilizado na simulação é apresentado no anexo A, e segue os passos apresentado no fluxograma da Figura 25. Para definir a frequência de amostragem do sistema, foram adicionados dois filtros ZOH, configurados em 20 Hz, na entrada do bloco C. Também foram incluídos os sensores de tensão e corrente projetados, assim como os filtros passa-baixas. O sinal de PWM foi gerado comparando o sinal de saída do bloco C, a uma onda triangular de frequência de 62,5 kHz em amplitude de 100 volts pico a pico. Logo, o valor de saída do bloco C representa o ciclo de operação do conversor CC-CC. O módulo fotovoltaico PV apresenta duas entradas, uma representa a temperatura de operação (T), e outra que representa as condições de irradiação solar (S). Para simular uma mudança nas condições de operação, foram adicionadas uma fonte de tensão e uma fonte degrau nas entradas S e T. As configurações do módulo PV utilizadas no simulador PSIM são apresentadas na Tabela 4.

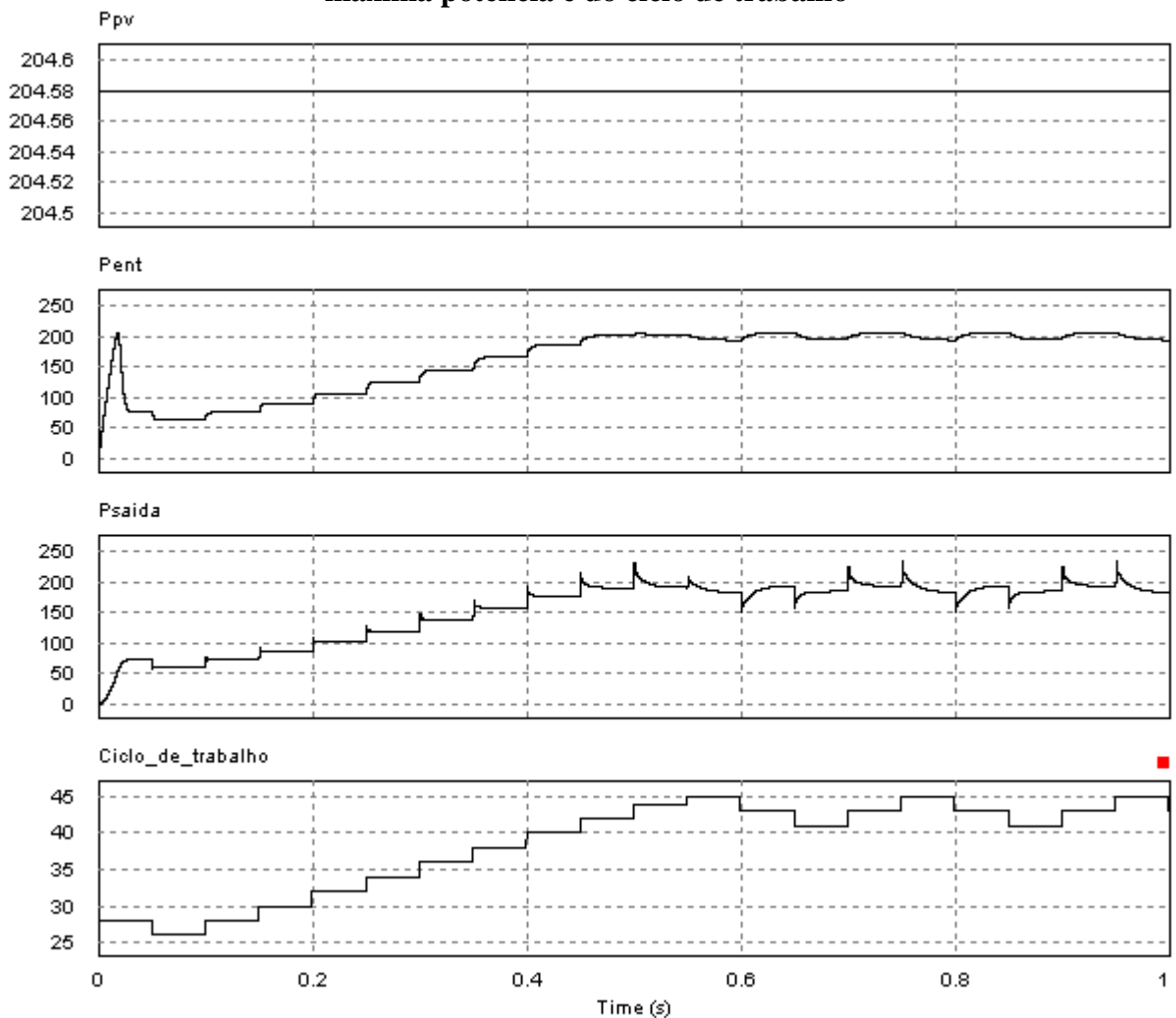
Tabela 4 – Parâmetros do módulo PV na simulação

Configuração dos parâmetros do módulo PV na simulação	
Ns	72
S0	1000
Tref	25
Rs	0.0040
Rsh	1000
Isc0	5.62
Is0	4.62e-9
Eg	1.12
A	1.2
Ct	0.00001405
Ks	0

Uma simulação foi realizada a fim de testar a funcionalidade do algoritmo implementado no simulador. Uma fonte de tensão foi introduzida na entrada do S do módulo PV do simulador com um valor de 1000 volts que configura o módulo com uma irradiação solar de 1000 watts/m², a fim de se obter o máximo de potência do módulo. Na Figura 36 temos as formas de onda da simulação do rastreamento de máxima potência. No primeiro gráfico da figura temos a potência máxima disponível no módulo PV (Ppv) de acordo com a irradiação simulada. No segundo gráfico da figura temos a potência que o módulo fornece ao sistema. O terceiro gráfico mostra o valor da potência na saída do conversor. No quarto

gráfico da figura temos o ciclo de trabalho do conversor Flyback. O valor da perturbação do ciclo de trabalho foi configurado para um valor de 2 %, sendo seu valor inicial do ciclo configurado em 28 %.

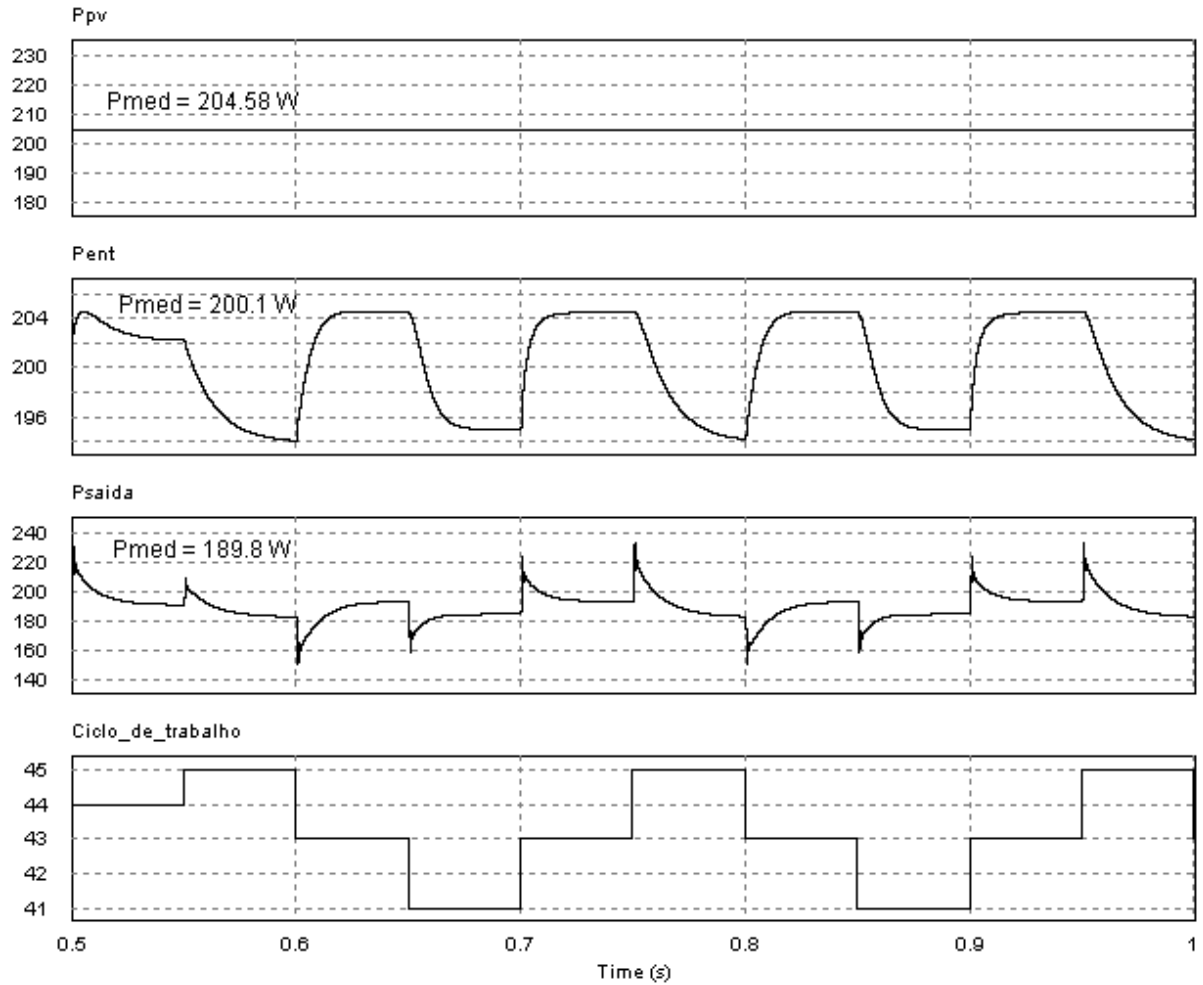
Figura 36 – Formas de onda das potências envolvidas na simulação do rastreamento de máxima potência e do ciclo de trabalho



Fonte: Autor

Pode-se analisar que o algoritmo modifica o ciclo de trabalho a fim de encontrar o ponto de máxima potência na entrada do conversor CC-CC, e quando o ponto é encontrado, o ciclo de trabalho oscila em torno. Na Figura 37 temos um zoom da Figura 36 quando o ponto de máxima potência é atingido.

Figura 37 – Zoom das formas de onda das potências envolvidas na simulação do rastreamento de máxima potência e do ciclo de trabalho



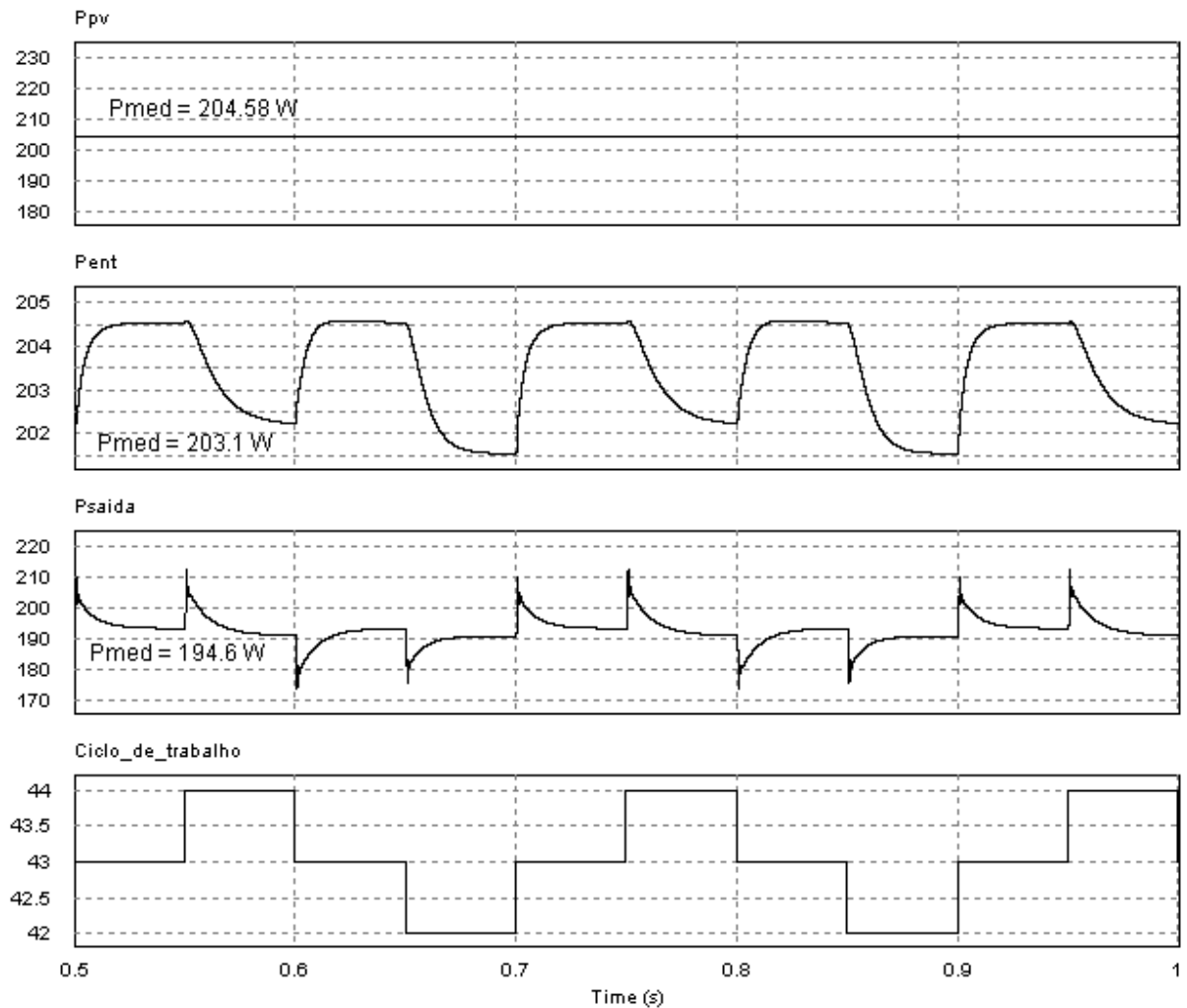
Fonte: Autor

Podemos observar que o valor da máxima potência é atingido quando o ciclo de trabalho tem o valor de 43 %, quando a potência de entrada atinge o valor aproximado de 204 watts, e o valor do ciclo oscila em torno desse valor. Pelo fato do método consistir em perturbar o sistema, o ponto de máxima potência não é mantido sempre a um ciclo de trabalho de 43%, sendo que a potência na entrada do conversor é levemente inferior ao total da potência disponível no módulo PV. Esta diferença tem o valor de 4,48 watts. Também pode ser calculada a eficiência do conversor CC-CC, para isso temos a Equação 38.

$$n = \frac{P_{saida}}{P_{ent}} = \frac{189,8}{200,1} = 0,948 \text{ (94,8\%)} \quad (38)$$

Para tornar o método mais eficiente, uma possibilidade é reduzir o valor da perturbação do ciclo de trabalho, uma nova simulação foi realizada, alterando o parâmetro da perturbação para 1 %. Na Figura 38 temos os resultados obtidos.

Figura 38 – Formas de onda das potências envolvidas no conversor CC-CC e seu ciclo de trabalho



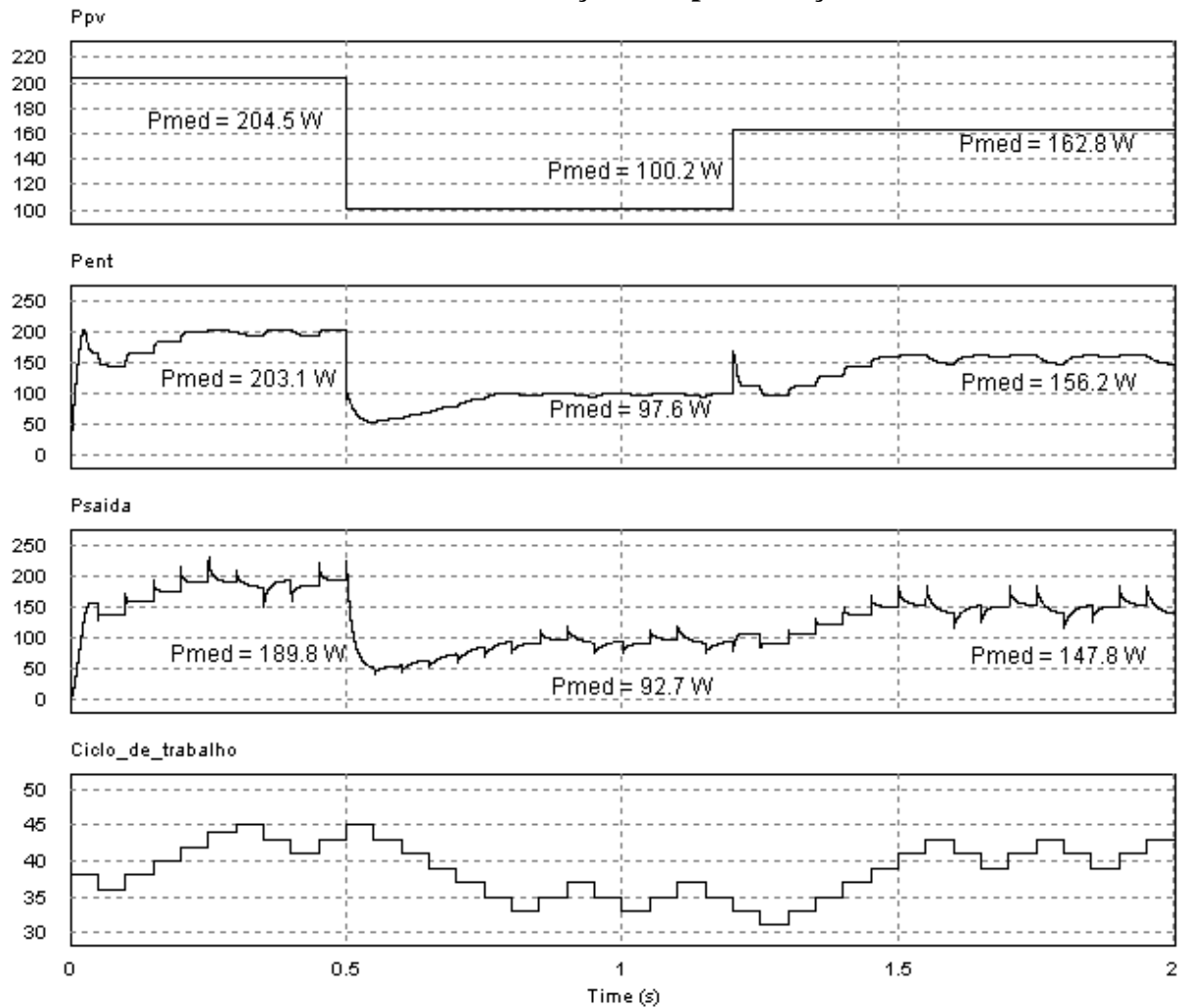
Fonte: Autor

Na Figura 38 temos que o valor da potência de entrada do conversor é de 203,1 watts, sendo a potência máxima disponível do módulo de 204,58 watts, isto dá uma diferença de 1,48 watts, e uma eficiência de 99,2 %.

Uma segunda simulação foi realizada a fim de testar a funcionalidade do algoritmo implementado no simulador para uma variação na irradiação solar, que por sua vez altera o valor de potência disponível no módulo PV. Na fonte de tensão na entrada do S do módulo PV no simulador foi introduzido um valor de 1000 watts/m² e adicionado um degrau com valor de -500 watts/m² no tempo de 0,5 segundo, com a finalidade de representar a variação

da irradiação solar no painel. Também foi adicionado um segundo degrau com o valor de 200 watts/m² no tempo de 1,2 segundos. Na Figura 39 temos as formas de onda da simulação para os valores da potência disponível no módulo PV, da potência na entrada do conversor, da potência na saída do conversor e do ciclo de trabalho do conversor CC-CC.

Figura 39 - Formas de onda das potências envolvidas no conversor CC-CC e seu ciclo de trabalho na simulação com perturbação



Fonte: Autor

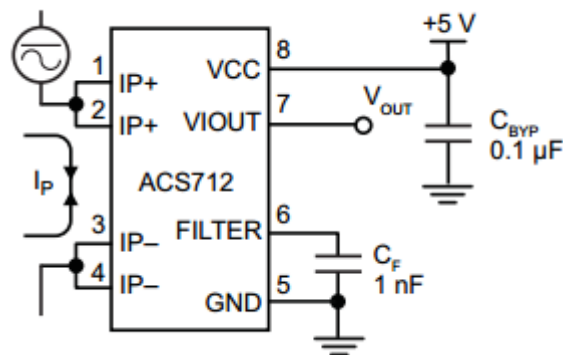
Pode-se observar na simulação realizada, que o sistema buscou o ponto da máxima potência. Na Figura 39 as potências médias nos pontos em que o rastreamento atingiu o regime permanente foram acrescentadas a fim de comparação entre as mesmas.

4.3 SENSORES

4.3.1 Sensor de corrente

Para o microcontrolador obter os valores de corrente e tensão, dois sensores foram projetados. Para o sensor de corrente foi utilizado o circuito integrado ACS712-20A. Conforme o manual do fabricante, este circuito integrado é um sensor hall de corrente, que funciona de forma invasiva no circuito, isto é, é ligado em série, passando a corrente pelos seus terminais. O valor da resistência interna de condução é extremamente baixo, sendo seu valor de $1,2\text{m}\Omega$ diminuindo o valor das perdas por efeito joule. Sua sensibilidade é de 100 mV/A , e os valores máximos de correntes que o circuito integrado consegue medir são de $-20\text{A}/+20\text{A}$. A saída é dada em volts, e a mesma tem um offset de 2,5 volts, assim, quando a corrente circulante no sensor é de zero, o valor na saída é de 2,5 volts. O diagrama elétrico do circuito integrado ACS712-20A é apresentado na Figura 40.

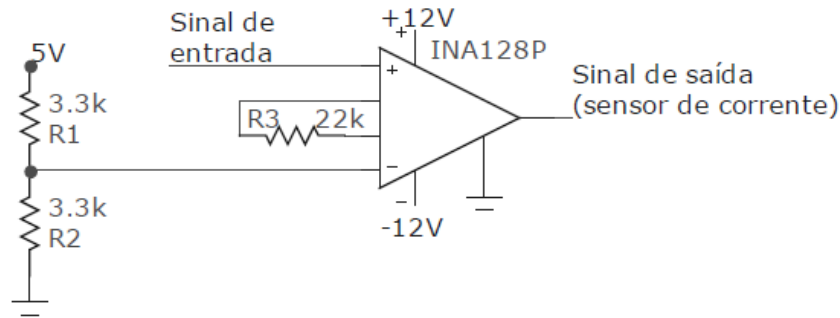
Figura 40 – Diagrama elétrico do circuito integrado do sensor de corrente



Fonte: Adaptado do manual do fabricante (<http://www.allegromicro.com/>)

Com a finalidade de tratar o sinal de saída do sensor de corrente (V_{out}) do circuito da Figura 40 foi adicionado um amplificador operacional INA128P ao circuito, com um divisor resistivo na entrada inversa com a finalidade de eliminar o offset de 2,5 volts, e também foi dado um ganho de 3,27 para ajustar o valor máximo medido com o valor máximo do conversor AD do microcontrolador a fim de obter uma melhor resolução. O circuito projetado é ilustrado na Figura 41.

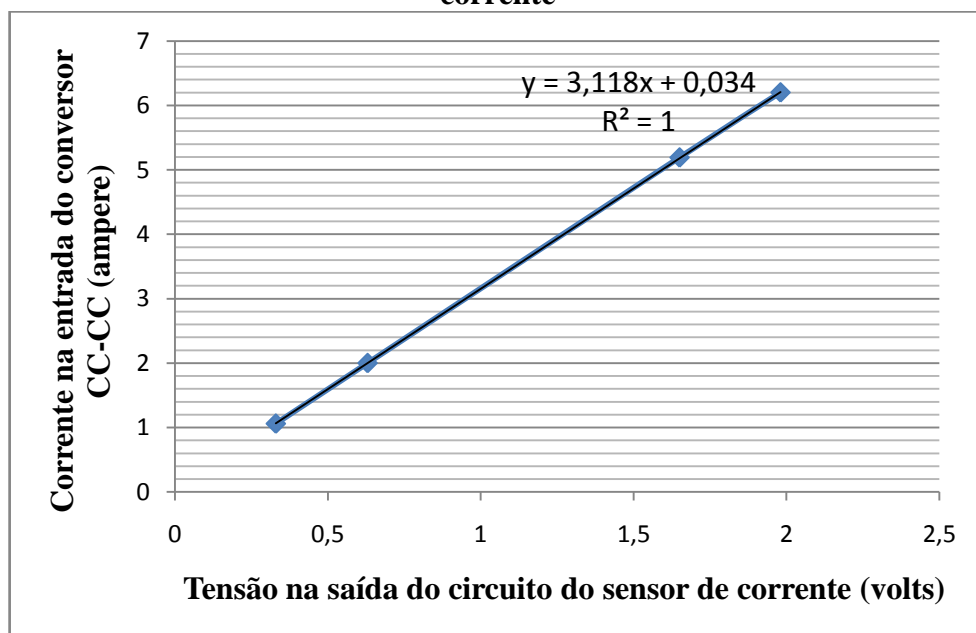
Figura 41 – Diagrama elétrico do circuito condicionador do sensor de corrente



Fonte: Autor

Um ensaio no sensor de corrente foi realizado, a fim de obter a curva corrente de entrada pela tensão de saída do circuito do sensor. Os resultados são apresentados no gráfico da Figura 42.

Figura 42 – Gráfico da corrente de entrada VS. tensão de saída do circuito do sensor de corrente



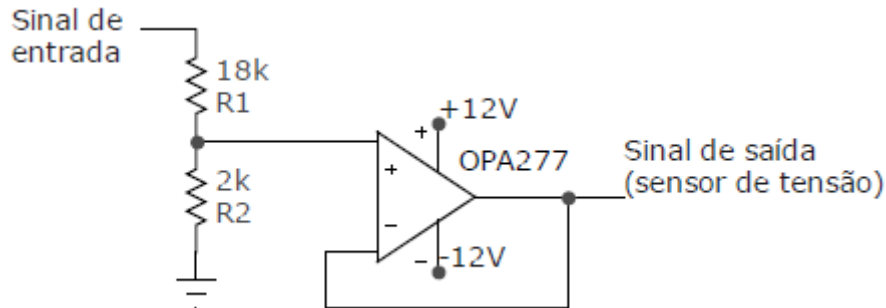
Fonte: Autor

4.3.2 Sensor de tensão

Para medir a tensão do módulo fotovoltaico foi projetado um divisor de tensão a fim de diminuir o valor da tensão de entrada do conversor CC-CC para o valor de operação da entrada do conversor AD do microcontrolador (entre 0V e 5V). Foi adicionado um

amplificador operacional OPA277 na configuração de seguidor de tensão. O circuito do sensor de tensão é mostrado na Figura 43.

Figura 43 – Circuito do sensor de tensão



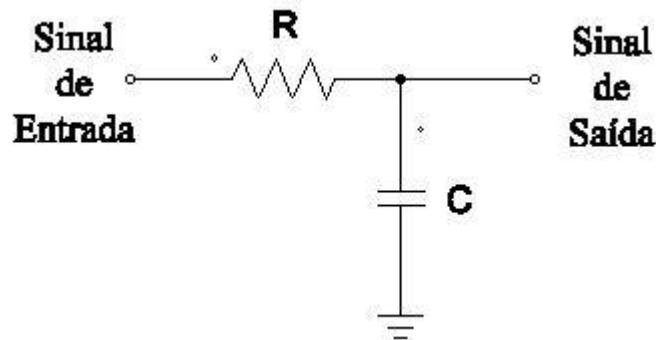
Fonte: Autor

A fim de obter uma resposta mais confiável, com menor variação de seus valores devido a interferências, foi acrescentado após cada circuito dos sensores um filtro passa-baixas. Para o projeto do filtro foi levado em consideração o tempo de amostragem do controle de rastreamento de máxima potência. A frequência de corte (f_c) do filtro pode ser calculada pela Equação 39, onde R é o valor do resistor e C é o valor do capacitor do filtro.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (39)$$

A frequência escolhida foi de 32,8 Hz, assim obteve-se o valor da resistência R e do capacitor C, sendo os valores encontrados de 22 k Ω e 220 nF, respectivamente. O circuito do filtro é apresentado na Figura 44.

Figura 44 – Esquema elétrico do filtro passa-baixas



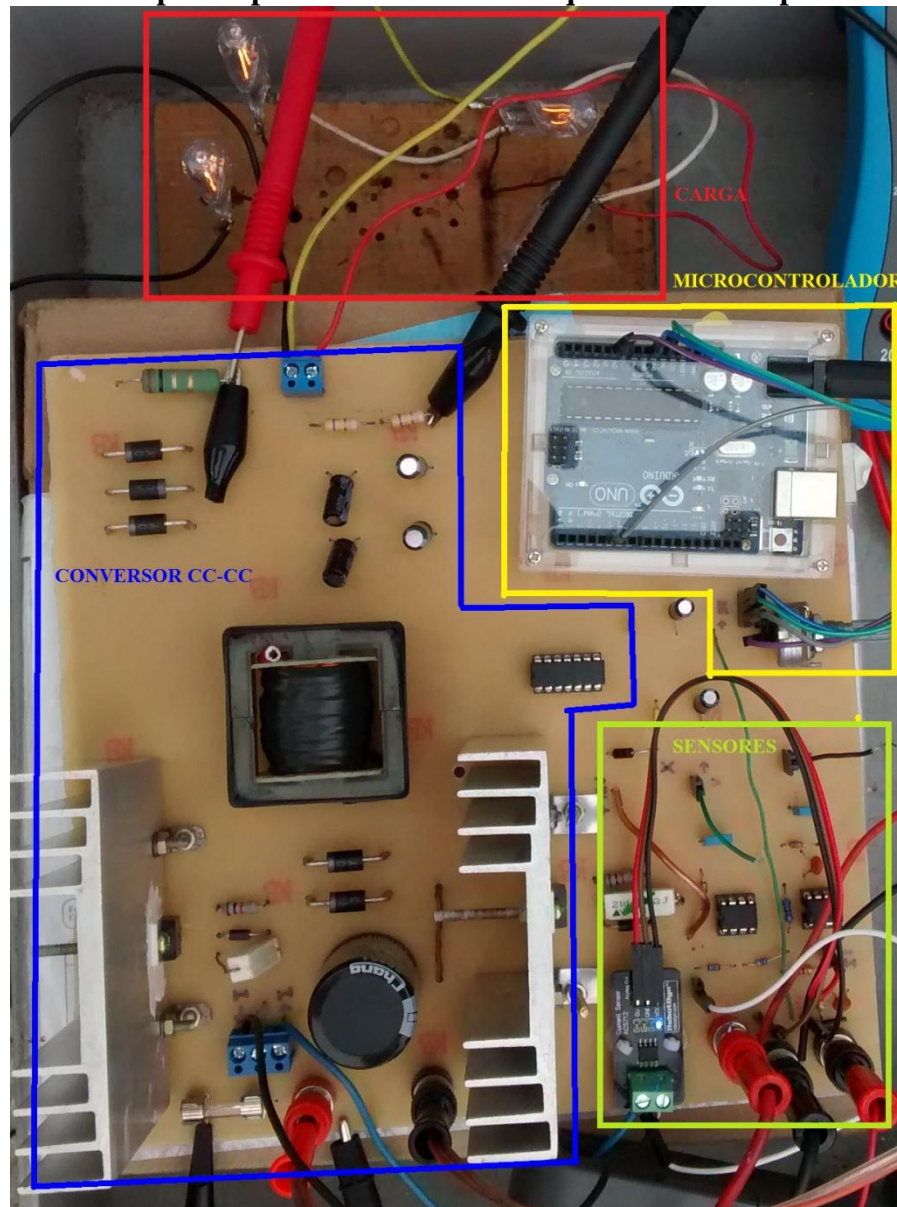
Fonte: Autor

5 ENSAIOS EXPERIMENTAIS

5.1 PROTÓTIPO E O LOCAL DE ENSAIO

Com o protótipo do conversor CC-CC Flyback montado em uma placa de circuito impresso, os ensaios foram realizados no terraço do prédio do DELET (Departamento de Engenharia Elétrica) da UFRGS. Na Figura 45 temos uma foto do protótipo com cada bloco destacado. Em vermelho temos as cargas compostas por lâmpadas halogêneas. Em amarelo temos a placa de desenvolvimento com seu microcontrolador. Em azul destaca-se o conversor CC-CC Flyback, junto com o drive. Em verde, temos os circuitos dos sensores de tensão e corrente.

Figura 45 – Foto do protótipo montado com destaque dos blocos operacionais



Fonte: Autor

Na Figura 46 é apresentada uma foto destacando o local dos ensaios.

Figura 46 – Local onde os ensaios foram realizados



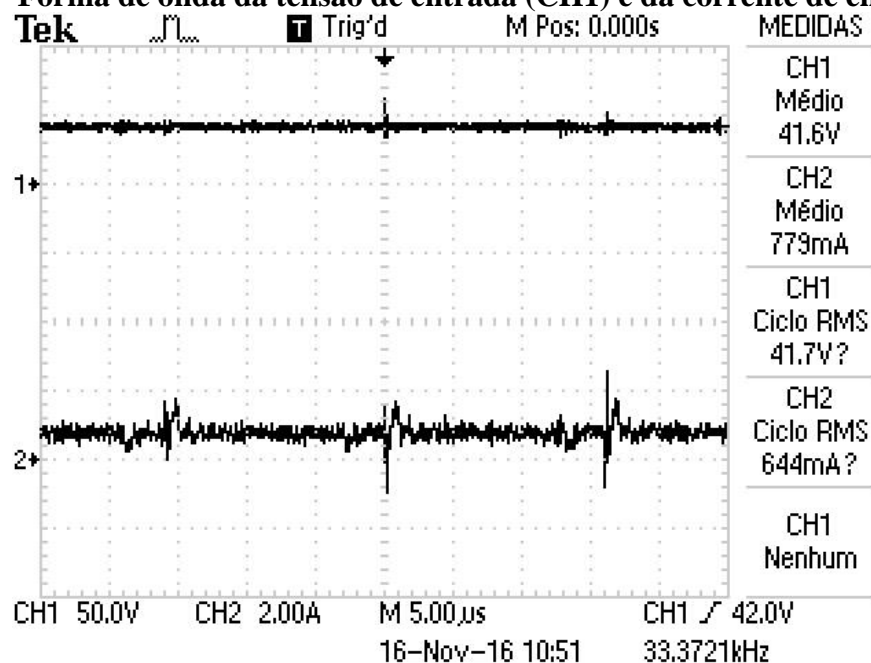
Fonte: Autor

Podem-se observar na parte de cima da foto mais de um módulo fotovoltaico, porém apenas um módulo foi utilizado neste trabalho.

5.2 ENSAIO COM CICLO DE TRABALHO ESTÁTICO

O primeiro ensaio experimental foi realizado com o conversor Flyback ligado no modo manual, com seu ciclo de trabalho regulado por um potenciômetro. O ciclo de trabalho foi fixado em aproximadamente 25%, e algumas das principais formas de onda do conversor foram obtidas. Este primeiro ensaio foi realizado com o intuito de analisar o funcionamento do conversor CC-CC. A carga utilizada para o teste é composta de lâmpadas halogêneas, e para obter o valor de 800 ohms na potência nominal foi utilizada com uma associação de lâmpadas. Na Figura 47 temos a forma de onda da tensão de entrada no conversor CC-CC no canal 1 do osciloscópio. Na mesma figura é representada a forma de onda da corrente de entrada do conversor no canal 2.

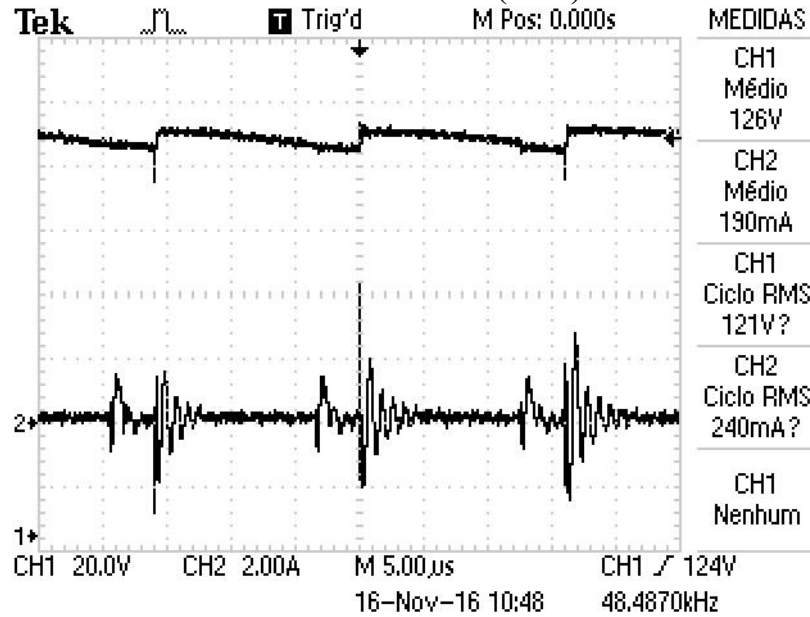
Figura 47 – Forma de onda da tensão de entrada (CH1) e da corrente de entrada (CH2)



Fonte: Autor

Na Figura 48 temos a forma de onda da tensão de saída (canal 1) e corrente de saída (canal 2).

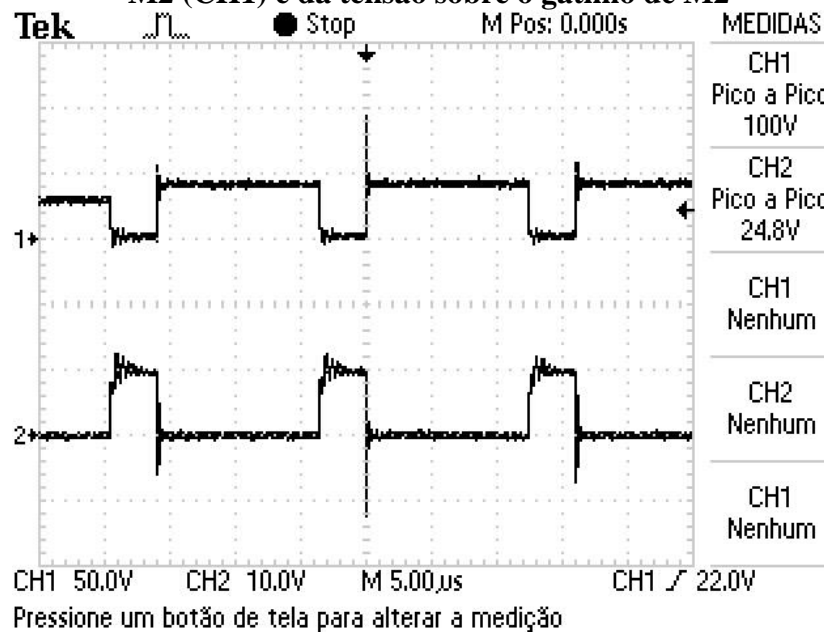
Figura 48 – Forma de onda da tensão de saída (CH1) e da corrente de saída (CH2)



Fonte: Autor

Também foram obtidas as formas de onda da tensão sobre os terminais de dreno e fonte do Mosfet 2 (M2) assim como a tensão no gatilho do mesmo (porta), sendo estas formas de onda representadas na Figura 49.

Figura 49 – Forma de onda da tensão sobre os terminais de dreno e fonte do MOSFET M2 (CH1) e da tensão sobre o gatilho de M2



Fonte: Autor

A potência média na entrada do conversor neste ensaio é obtida multiplicando a tensão média de entrada com a corrente média de entrada, e seu valor é de 32,4 watts. A potência média obtida na saída, da mesma forma que na entrada, é obtida multiplicando a tensão média de saída pela corrente média de saída, e seu valor é de 23,94 watts. Cabe salientar, que devido às condições meteorológicas no momento do ensaio, a potência obtida é de valor consideravelmente abaixo dos 200 watts, isso leva a tensão de saída ser bem abaixo do valor de 400 volts idealizado no início deste projeto. Outro fator que leva a baixa potência e a baixa tensão na saída do conversor é o fato do ciclo de trabalho não estar operando no ponto de máxima potência do sistema. Para calcular o rendimento do conversor, temos a Equação 40.

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{ent}} = \frac{23,94}{32,4} = 0,738 \text{ (73,8\%)} \quad (40)$$

O rendimento encontrado para tal condição de ensaio é bem abaixo do rendimento projetado no conversor CC-CC Flyback (90%), isto se deve ao fato do conversor não operar nos valores nominais do projeto, com a potência de entrada sendo de 200 watts. Um fato a observar é que as medidas da entrada e da saída não foram obtidas no mesmo instante. Outro fato a observar é de que a resistência da carga varia conforme a potência da mesma. Como a potência entregue a carga no ensaio é de 23,94 watts, a resistência da mesma é de 663,15 ohms, valor abaixo dos 800 ohms em 400 volts. Este efeito é devido ao aquecimento do filamento da lâmpada, sendo que a resistência aumenta conforme a temperatura do filamento aumenta.

Na Figura 48, onde temos a tensão de saída do conversor, observa-se uma ondulação de aproximadamente 8 volts. Este valor é bem acima do valor estimado no projeto do conversor (4 volts). Esse valor fora das especificações se deve ao fato do capacitor possuir uma resistência parasita. O cálculo realizado para o projeto do capacitor não considerou a resistência série equivalente (RSE) do capacitor devido ao fato do componente não possuir tal especificação documentada. Uma forma de solucionar o problema seria aumentando o valor da capacitância do componente.

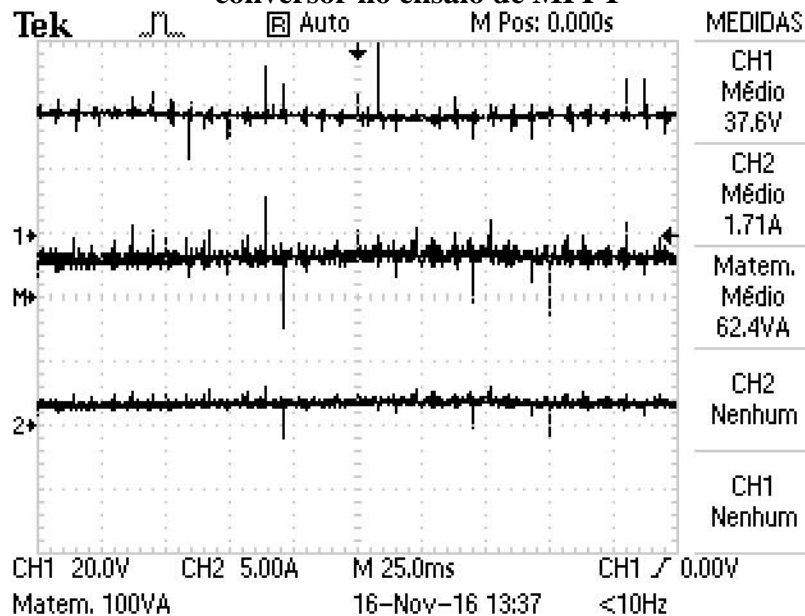
Na Figura 49 temos as tensões entre o dreno e a fonte do MOSFET M2 (canal 1), e a tensão no gatilho do mesmo MOSFET. Pode-se observar que a tensão sobre o dreno e fonte do transistor se comporta de forma semelhante ao do simulado no capítulo 4 (Figura 31) com exceção a um Spike (pico de tensão), possivelmente devido ao chaveamento do transistor. A tensão no gatilho é semelhante ao simulado apesar de apresentar uma leve oscilação quando o valor é de 12 volts.

5.2 ENSAIO DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Para realização do ensaio de rastreamento do ponto de máxima potência, o microcontrolador foi colocado no modo de rastreamento. Alguns ajustes foram realizados para obter o funcionamento do sistema. Primeiro, a variação da perturbação no ciclo de trabalho do conversor foi aumentada. Com o valor mínimo da resolução de saída do PWM do microcontrolador o algoritmo não funcionou de forma correta. Este defeito provavelmente se deve ao fato da pequena perturbação gerada não resultar em uma variação de tensão e corrente significativa para a resolução da entrada analógica do microcontrolador.

Outro ajuste feito para atingir o funcionamento do mesmo, foi alterar o tempo entre cada perturbação gerada. O tempo entre cada perturbação foi aumentado (de 50 milissegundos para 65 milissegundos) a fim de evitar problemas com a leitura da tensão e corrente fora do regime permanente. Na Figura 50 temos a forma de onda da tensão média de entrada, da corrente média de entrada e da potência média na entrada no ensaio do MPPT.

Figura 50 – Forma de onda da tensão, corrente e potência média na entrada do conversor no ensaio de MPPT



Fonte: Autor

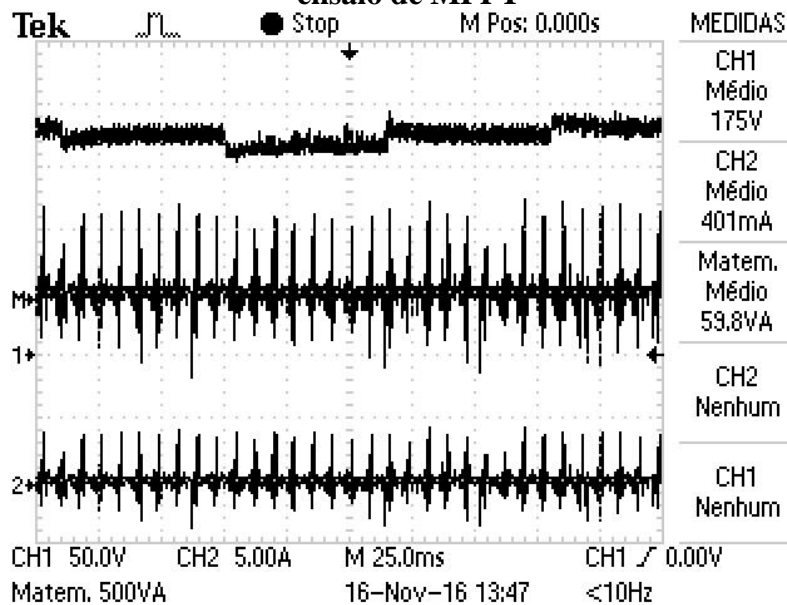
Um ponto a salientar é que no osciloscópio o produto tensão corrente é representado em VA (volt ampère), mas como o ensaio é realizado em corrente contínua, equivale a watts.

Devido à baixa irradiação solar no dia da realização do experimento, a potência máxima gerada pelo painel foi de 62,4 watts. Com a finalidade de comprovar a efetividade do rastreamento de máxima potência, o conversor foi ligado no modo manual, e o valor do ciclo de trabalho foi selecionado de forma a se obter a máxima potência na entrada do circuito. O valor obtido foi 66,3 watts, valor superior em 3,9 watts do valor obtido no modo de rastreamento. A efetividade do rastreamento, pode ser avaliada através da Equação 41.

$$\text{Eficiência do método} = \frac{P_{MPPT}}{P_{manual}} = \frac{62,4}{66,3} = 0,941 \text{ (94,1\%)} \quad (41)$$

Os dados na saída do conversor também foram obtidos, e são apresentados na Figura 51, onde no canal 1 temos a tensão de saída, no canal 2 a corrente de saída e temos também a potência de saída.

Figura 51 - Forma de onda na saída do conversor da tensão, corrente e potência no ensaio de MPPT

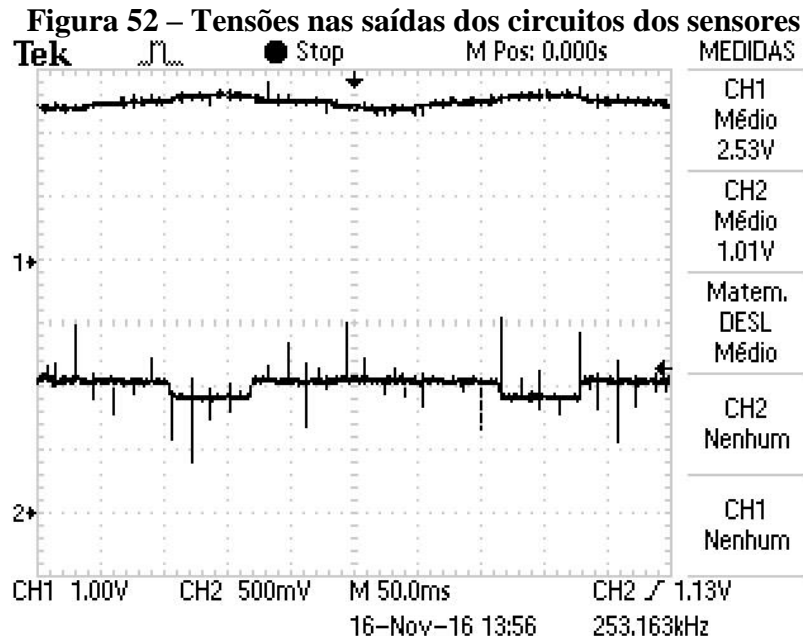


Fonte: Autor

Na Figura 51 observa-se a perturbação que o método de rastreamento causa na tensão de saída do conversor. Assim como no ensaio estático, pode-se calcular a eficiência do conversor. Para isso temos a Equação 42.

$$n = \frac{P_{saida}}{P_{ent}} = \frac{59,8}{62,4} = 0,958 \text{ (95,8\%)} \quad (42)$$

Na Figura 52, foram obtidos os valores de tensão na saída dos circuitos dos sensores. No canal 1 temos a tensão na saída do sensor de tensão, e no canal 2 temos a saída de tensão do sensor de corrente.



Fonte: Autor

Observa-se Figura 52 um considerável ruído nos sinais dos sensores. Também se observa o fato de que quando o sinal de corrente aumenta (canal 2), o de tensão no mesmo instante de tempo diminui (canal 1). O contrário também acontece, comprovando que método está operando em torno do ponto de máxima potência.

6 CONCLUSÃO

6.1 DISCUSSÃO

No fim do trabalho realizado, conclui-se que o principal objetivo, rastrear o ponto de máxima potência, foi alcançado. Como mostrado nos resultados experimentais, à máxima potência rastreada foi de 62,4 watts enquanto a máxima potência observada, com o ajuste manual do ciclo de trabalho do conversor, foi de 66,3 watts. Essa diferença basicamente se deve ao fato do método utilizado, Perturba & Observa, operar em torno do ponto de máxima potência, oscilando ao seu redor e nunca o alcançando de fato. Cabe salientar que a potência máxima do módulo solar utilizado é do valor de 200 watts, sendo que este valor não foi alcançado devido à condição meteorológica presente no dia do ensaio.

Um problema que o sistema apresentou foi o da interferência devido ao chaveamento, sendo que a uma baixa taxa de perturbação, o sistema não funcionou. Com um valor de perturbação maior o sistema funcionou, porém com este acréscimo aumenta a variação de potência em regime permanente, diminuindo a eficiência do rastreamento. Na simulação realizada no item 4.2.2 confirma-se que o aumento da variação da perturbação, diminui a eficiência do método.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Como sugestão para trabalhos futuros, recomenda-se explorar diferentes métodos de MPPT, assim como a comparação experimental entre os mesmos. Entre os diferentes métodos existentes pode-se citar o da condutância incremental e também o da tensão constante.

Como continuação deste trabalho sugere-se fazer o estudo do sistema de micro geração como um todo, realizando o estudo e a implementação de um micro inversor integrado ao conversor CC-CC Flyback, rastreando o ponto de máxima potência, e injetando a potência na rede local. Cabe ressaltar um ponto para possível melhora, em um futuro trabalho, o de estudar e propor melhorias quanto a ruídos e interferências do conversor CC-CC Flyback.

REFERÊNCIAS

PENA, RODOLFO F. ALVES. "FONTES RENOVÁVEIS DE ENERGIA"; *BRASIL ESCOLA*. DISPONÍVEL EM <[HTTP://BRASILESCOLA.UOL.COM.BR/GEOGRAFIA/FONTES-RENOVAVEIS-ENERGIA.HTM](http://brasilecola.uol.com.br/geografia/fontes-renovaveis-energia.htm)>. ACESSO EM 3 DE SETEMBRO DE 2016.

HALLIDAY, DAVID; RESNICK, ROBERT; WALKER, JEARL. **FUNDAMENTOS DE FÍSICA: ELETROMAGNETISMO**. 4. ED. RIO DE JANEIRO: LTC, 2009. 350 P.

LÍBANO, B. FAUSTO. **NOTAS DE AULA APLICAÇÕES INDUSTRIAIS DA ELETRÔNICA**. UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL. 2016

BENITO, TOMÁS PERALES. **PRÁTICAS DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA**. PORTO: PUBLINDÚSTRIA, 2011.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **RESOLUÇÃO NORMATIVA 482**. BRASÍLIA, 2012.

CEEE-D. **NORMA TÉCNICA NTD 00.081 ACESSO DE MICROGERAÇÃO E MINIGERAÇÃO COM FONTES RENOVÁVEIS E COGERAÇÃO QUALIFICADA AO SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO**. PORTO ALEGRE, 2012.

RODRIGUES, M. C. B. P.; TEIXEIRA, ESTÊVÃO COELHO ; BRAGA, H. A. C. . **UMA VISÃO TOPOLÓGICA SOBRE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS MONOFÁSICOS CONECTADOS À REDE DE ENERGIA ELÉTRICA**. IN: CONGRESSO LATINO AMERICANO: GERAÇÃO E TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA (CLAGTEE), 2003, SÃO PEDRO. PROCEEDINGS OF THE 5TH LATIN-AMERICAN CONGRESS: ELETRICITY GENERATION AND TRANSMISSION, 2003.

RASHID, MUHAMMAD H. **ELETRÔNICA DE POTÊNCIA: DISPOSITIVOS, CIRCUITOS E APLICAÇÕES**. 4. ED. SÃO PAULO: PEARSON, 2014. 853 P.

BARBI, IVO. **ELETRÔNICA DE POTÊNCIA: PROJETO DE FONTES CHAVEADAS.**
FLORIANÓPOLIS: ED. DO AUTOR, 2001. 332 P.

ANEXO A – ALGORITMO DO BLOCO C (SIMULAÇÃO)

```
static float D = 20;
static float A = 1;
static float V = 0;
static float I = 0;
static float P = 0;
static float AV = 0;
static float AP = 0;
static float Vant = 0;
static float Pant = 0;
V = x1;
I = x2;
P = V*I;
AP = P - Pant;
AV = V - Vant;
if (AP > 0)
{
if(AV > 0)
{D = D - A;}
else
{D = D + A;}
}
else
{
if(AV > 0)
{D = D + A;}
else
{D = D - A;}
}
if(D>45)
{D=45;}
else
{D=D;}
Vant = V;
Pant = P;
y1 = D;
```


ANEXO B – PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR

```
//definição dos valores iniciais
int ciclo = 5;           // o pino pwm de saída para o conversor
int teste = 2;          // o pino pwm de saída para o conversor
int D = 95;             // D eh o ciclo de trabalho inicial conversor
int A = 3;              // Variacao do ciclo de trabalho utilizado pelo
algoritmo
long V = 0;            // Tensao (sensor ligado ao A1)
long I = 0;            // Corrente (sensor ligado ao A2)
long P = 0;            // valor da potencia
long AV = 0;          // variacao da tensao comparada com a tensao anterior
long AP = 0;          // variacao da pot. comparada com a pot. anterior
long Vant = 0;        // tensao anterior lida
long Pant = 0;        // pot. anterior lida
int var = 0;          //contagem da leitura
const int chave = 9;
int modo = 0;
//setup
void setup() {
TCCR0A = _BV(COM0A1) | _BV(COM0B1) | _BV(WGM01) | _BV(WGM00);
TCCR0B = _BV(CS00); // Definir pinos PWM 6 de frequência para 62500 Hz
(62500/1 = 62500)
    pinMode(ciclo, OUTPUT);
    pinMode(teste, OUTPUT);
    pinMode(chave, INPUT);
}
//inicio do programa
void loop() {
modo = digitalRead(chave);
while(modo==HIGH){
    int sensorValue0 = analogRead(A0);
    D=sensorValue0;
    if (D>115)
    { D=115; }
else
    { D=D; }
if (D<0)
    { D=0; }
```

```

else
  { D=D; }
analogWrite(ciclo, D);
modo = digitalRead(chave);
}

V = 0;
I = 0;
var = 0;
while(var < 150){
long sensorValue1 = analogRead(A1);
V += sensorValue1;
long sensorValue2 = analogRead(A2);
I += sensorValue2;
  var++;
}

V = V/150;
I = I/150;

P = V*I;
AP = P - Pant;
AV = V - Vant;

if (AP > 0)
  {
  if(AV>0)
    { D=D-A; }
  else
    { D=D+A; } }
else
  {
  if(AV>0)
    { D=D+A; }
  else
    { D=D-A; } }
Vant = V;
Pant = P;
if (D>115)
  { D=115; }
else

```

```
    { D=D; }  
if (D<0)  
    { D=0; }  
else  
    { D=D; }  
analogWrite(ciclo, D);  
delay(15);  
}
```