



Universidade Federal de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Tallys Lins Almeida Barbosa

**PROJETO DE UM CONVERSOR CC/CC ISOLADO DO TIPO
PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE PARA SISTEMA DE
BOMBEAMENTO FOTOVOLTAICO**

Campina Grande, Paraíba

Outubro de 2016

Tallys Lins Almeida Barbosa

**PROJETO DE UM CONVERSOR CC/CC ISOLADO DO TIPO
PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE PARA SISTEMA DE
BOMBEAMENTO FOTOVOLTAICO**

*Trabalho de Conclusão de
Curso submetido à Unidade
Acadêmica de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Campina
Grande como parte dos requisitos
necessários para a obtenção do grau
de Bacharel em Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento de Energia

Orientador:

Professor Dr. Montiê Alves Vitorino

Campina Grande, Paraíba
Outubro de 2016

Tallys Lins Almeida Barbosa

**PROJETO DE UM CONVERSOR CC/CC ISOLADO DO TIPO
PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE PARA SISTEMA DE
BOMBEAMENTO FOTOVOLTAICO**

*Trabalho de Conclusão de
Curso submetido à Unidade
Acadêmica de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Campina
Grande como parte dos requisitos
necessários para a obtenção do grau
de Bacharel em Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento de Energia

Aprovado em / /

Professor Avaliador

Universidade Federal de Campina Grande
Avaliador

Professor Dr. Montiê Alves Vitorino

Universidade Federal de Campina Grande
Orientador, UFCG

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela força e coragem durante toda esta longa caminhada.

Aos meus pais, **José Lins** e **Rosimeire Almeida**, pelas inúmeras demonstrações de amor e compreensão, sendo eles os meus alicerces para me tornar tudo aquilo que sou hoje. Por terem educado a mim e aos meus irmãos em um ambiente de carinho, colocando-nos a certeza de que apenas nós podemos escrever nosso próprio destino.

Aos meus irmãos, **Tellys Lins**, **Tarcyó Lins**, **Thayse Lins** e **Tullyo Lins** pelos incentivos em todas as horas, mostrando sempre a força de uma família unida na busca de superar desafios. Tenho orgulho de fazer parte dessa grande e apaixonante família que a cada dia me surpreende com sua vontade de vencer e superar desafios.

A minha namorada, **Rebeca Melo** por ter estado comigo lado a lado nas muitas dificuldades dessa jornada, sempre com palavras de força e carinho.

Ao meus avós, **Aristófanés Almeida** e **Maria Almeida**, em especial a minha avó, por me surpreender em um dos momentos mais difíceis, representando para mim símbolo de uma mulher guerreira e apaixonante.

Aos professores, **Gutemberg Gonçalves** pela determinação e empenho que sempre demonstrou na tentativa de solucionar meus questionamentos, e em especial ao meu orientador **Montiê Alves**, onde não mediu esforços para que eu conseguisse êxito de terminar esse TCC.

E aos meus **amigos e colegas** que sempre estiveram ao meu lado nessa longa trajetória, dando-me a certeza de que a nossa amizade não é apenas passageira, mas para toda uma vida.

O sucesso nasce do querer, da determinação e persistência em se chegar a um objetivo. Mesmo não atingindo o alvo, quem busca e vence obstáculos, no mínimo fará coisas admiráveis.

José de Alencar

RESUMO

Com a preocupação incisiva com a questão ambiental e com a necessidade de levar a energia em lugares isolados do acesso a rede elétrica, surge como uma das aplicações dos sistemas fotovoltaicos. O sistema de bombeamento pode ser descrito como uma das vertentes desta aplicação, uma vez que seu funcionamento precisará se dá de maneira ininterrupta, por se tratar de um sistema isolado e sem baterias. O estudo foi feito baseado na revisão bibliográfica sobre os sistemas fotovoltaicos, com o objetivo de dimensionar um dos módulos que compõem esse sistema: O conversor elevador CC/CC. A topologia empregada no projeto foi a do conversor push-pull alimentado em corrente, onde foram dimensionados todos os componentes do conversor, de maneira a possuírem valores comerciais. Foram ainda projetados circuitos de medição da tensão e corrente de entrada, e tensão de saída, bem como de circuitos de proteção e energização das chaves para que o sistema trabalhe com a máxima eficiência. As simulações foram executadas no Simulink/Matlab, onde pode-se comprovar os resultados projetados atingiram os esperados.

Palavras-Chave: Sistema fotovoltaico, Conversor CC/CC, Simulink/Matlab.

ABSTRACT

With incisive concern with environmental issues and the need to bring the energy in isolated access to grid places, emerges as one of the applications of PV systems. The pumping system can be described as one of the aspects of this application, since its operation will need to give uninterrupted, because it is an isolated system and without batteries. The study was based on literature review of photovoltaic systems, in order to scale one of the modules that make up the system: The lift converter CC / CC. The topology used in the project was the push-pull converter fed current, which were scaled all drive components, in order to possess commercial values. They were also designed the measuring circuit voltage and input current and output voltage as well as protection circuits and energizing the keys so that the system works with maximum efficiency. The simulations were performed in Simulink / Matab where one can prove the projected results achieved the expected.

Keywords: Photovoltaic system, CC / CC converter, Simulink / Matlab.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Modelo matemático de uma célula fotovoltaica. -----	15
Figura 2: Curva característica - $P(V)$ curva Potência vs. Tensão; $I(V)$ curva Corrente vs. Tensão.-----	17
Figura 3: Curva Característica do painel fotovoltaico. (a) influência da insolação (b) influência da temperatura -----	18
Figura 4: Controle MPPT do tipo Perturbação e Observação: (a) procura com passo pequeno; (b) procura com passo grande. -----	20
Figura 5: Potência de saída do painel e respectiva derivada em relação à tensão de saída do painel. -----	21
Figura 6: MPPT baseado em tensão constante: (a) temperatura constante; (b) temperatura variável.-----	22
Figura 7: Gerador fotovoltaico conectado a uma carga através de um conversor CC-CC. -----	23
Figura 8: Topologias de conversão CC-CC isolada -----	24
Figura 9: Circuito do conversor push-pull -----	26
Figura 10: Estágios de chaveamento do conversor. -----	28
Figura 11: Formas de onda em regime do conversor -----	30
Figura 12: Características do transistor MOSFET IRF 640-----	40
Figura 13: Características das tensões no diodo UF5408 -----	41
Figura 14: Características gerais do diodo UF5408 -----	41
Figura 15: Circuito Medidor de Tensão de Entrada-----	43
Figura 16: Output Voltage versus Sampled Current-----	45
Figura 17: Circuito Medidor de Corrente da Entrada -----	45
Figura 18: Aplicação do Opto-isolador HCPL-7520 -----	47
Figura 19: Circuito Medidor de tensão da Saída -----	48
Figura 20: Circuito da Fonte Isolada de 5V -----	48
Figura 21: Circuito Integrado TC4420 -----	49
Figura 22: <i>Snubbers</i> dissipativos convencionais para o MOSFET e o diodo. --	50
Figura 23: Características do diodo UF4007. -----	52
Figura 24: Esquema do Conversor push-pull alimentado em corrente no Simulink/Matlab-----	54
Figura 25: Sinal de controle das chaves Q1 com <i>duty-cycle</i> de 77.4%. -----	55

Figura 26: Sinal da Tensão e Corrente de Entrada com *duty-cycle* de 77.4% - 56

Figura 27: Sinal da Tensão e Corrente de Saída com *duty-cycle* de 77.4%---- 56

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Parâmetros de Projeto do Conversor -----	34
Tabela 2: Características do Conversor -----	37
Tabela 3: Especificações do Transformador -----	38

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	12
1.1 OBJETIVOS	13
1.1.1 Objetivo Geral	13
1.1.2 Objetivos Específicos	13
1.3 JUSTIFICATIVA	13
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	14
2. GERADOR FOTOVOLTAICO	15
3. RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA	19
3.1 TÉCNICA DE PERTURBAÇÃO E OBSERVAÇÃO	19
3.2 TÉCNICA DA CONDUTÂNCIA INCREMENTAL (INCCOND)	20
3.3 TENSÃO CONSTANTE	22
4. CONVERSOR ELEVADOR	23
4.1 TOPOLOGIAS	23
4.2 CONVERSOR PUSH-PULL	26
4.2.1 Funcionamento	26
5. PROJETO DO CONVERSOR	29
5.1 REGIME PERMANENTE	30
5.2 PROCEDIMENTO DE DIMENSIONAMENTO	33
6. APLICAÇÃO DA METODOLOGIA PARA DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PUSH-PULL	36
6.1 TRANSFORMADOR	37
6.2 INDUTOR	38
6.3 CAPACITOR DE ENTRADA	39
6.4 CHAVES	39
6.5 DIODOS	40
6.6 CAPACITOR DE SAÍDA	42
7. CIRCUITOS DE MEDIÇÃO	42
7.1 CIRCUITO MEDIDOR DA TENSÃO DE ENTRADA	42
7.2 CIRCUITO MEDIDOR DA CORRENTE DE ENTRADA	44
7.3 CIRCUITO MEDIDOR DA TENSÃO DE SAÍDA	46
8. CIRCUITOS PARA O CHAVEAMENTO DO CONVERSOR PUSH-PULL	49
8.1 CIRCUITO INTEGRADO TC4420	49

8.2 CIRCUITO <i>SNUBBER</i> -----	50
8.2 Dimensionamento do Circuito <i>Snubber</i> -----	51
9. SIMULAÇÃO DO CONVERSOR PUSH-PULL VIA MATLAB-----	52
10. CONSIDERAÇÕES FINAIS -----	57
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS -----	59

1. INTRODUÇÃO

Em estudos recentes feito professor Costa (2015) da Universidade Federal de Pernambuco, relata que a capacidade instalada no Brasil, levando-se em conta todos os tipos de usinas que produzem energia elétrica, é da ordem de 132 gigawatts (GW), onde deste montante menos de 0,0008% é produzida com sistemas solares fotovoltaicos.

A política energética brasileira, na área da geração, simplesmente relega esta fonte energia, pelos baixos investimentos nessa área. Porém como iniciativa de regulamentação e por consequência a busca de seu desenvolvimento, em janeiro de 2013, a Norma Resolutiva 482/2012, da Agencia Nacional de Energia Elétrica (Aneel), estabeleceu regras para a micro (até 100 kW) e a mini geração (entre 100 kW e 1.000 kW). Permitindo a possibilidade de que pequenos consumidores possam gerar sua própria energia e, por exemplo, trocar o excedente por créditos, que dão desconto em futuras contas de luz.

Apesar dos passos iniciais, em comparação a outros países, o aprimoramento das pesquisas tecnologias sobre fontes fotovoltaicas se enchem de importância por tratar de uma energia renovável, sendo ela limpa e consideravelmente ilimitada. No Brasil, esta perspectiva alcança grande significância, pois graças a posição geográfica, as condições climáticas são favoráveis ao longo de praticamente todo o ano.

Em confronto com o pensamento mundial, que insere o sistema fotovoltaico diretamente a rede, o Brasil tem priorizado os investimentos em instalações de sistemas fotovoltaicos autônomos em comunidades eletricamente isoladas com o objetivo de utilizar a está forma de energia como vetor de desenvolvimento social e econômico dessa região.

O sistema de bombeamento de água é uma das atividades mais empregadas quanto ao uso da energia solar fotovoltaica (M.KOLLING, M., *et al.*, 2004). Isso porque como os geradores são diretamente dependentes da luz emanada do sol, está sendo perene todos os dias, por isso toda a potência gerada deve ser fornecida diretamente ao sistema de bombeamento do fluido e assim evitar que o uso banco de baterias para a realização dessa atividade.

Contudo, para que se possa fornecer energia elétrica ao sistema de bombeamento, esta deve ser processada por módulos de elevação e inversão,

uma vez que a tensão produzida pelos geradores fotovoltaicos é de baixa tensão e de nível CC, incompatíveis comercialmente com motores aplicados para esse sistema. Estes módulos constituem-se basicamente de dois conversores CC/CC e um CC/CA. O conversor CC/CC é controlado por um algoritmo de busca do Ponto de Máxima Potência - MPP, que tem por objetivo garantir que o gerador fotovoltaico forneça a máxima potência a entrada dos inversores CC/CA.

1.1 OBJETIVOS

1.2 Objetivo Geral

- Projetar um conversor CC/CC elevador de tensão na topologia push-pull alimentado em corrente para um sistema de bombeamento fotovoltaico.

1.3 Objetivos Específicos

- Levantar as características do gerador fotovoltaico.
- Apresentar a topologia push-pull com entrada em corrente.
- Mostrar a importância da implementação de um projeto do conversor push-pull em sistemas de bombeamento fotovoltaico.

1.4 JUSTIFICATIVA

Como descreve Dreher (2012) cada célula fotovoltaica é capaz de produzir uma potência de 1,5 W, e de forma associada com outras células, produzir valores comerciais entre 100 e 500 W com uma tensão entre 18 e 46 V, de tal maneira que se garanta uma corrente e tensão contínua.

Como se sabe, a energização da grande aplicação dos equipamentos elétricos é feita com tensão alternada é na ordem de 127/220V monofásicos e 220/380V para trifásicos, o que torna o uso direto dos painéis fotovoltaicos inviável. Por isso, antes de chegar as cargas, a tensão dos geradores fotovoltaicos deve se adequar passando por um conversor CC-CC elevador, e em seguida passar por um inversor de frequência, gerando um sinal compatível com a carga que se deseja alimentar (Dreher, 2012).

Com o objetivo de elevar o ganho do conversor elevador CC/CC e por consequência diminuir o número de geradores fotovoltaicos associados em série, usa-se conversor que utilize a relação de espiras de seu transformador para aumentar o ganho total do conversor. Com isso permite-se a isolação galvânica entre o lado de alta tensão, chamado comumente de barramento CC, e o lado de baixa tensão, alimentado pelos geradores fotovoltaicos. Vale ressaltar ainda, que para não tornar o projeto inviável o transformador projetado não deve possuir um volume consideravelmente elevado, para isso o mesmo deve trabalhar em uma alta frequência de operação, o que torna o conversor push-pull uma ótima aplicação para esse sistema (Montie, 2007).

Em uma de suas aplicações, o presente trabalho tratará de um sistema de bombeamento fotovoltaico, onde o projeto baseia-se no módulo conversor elevador CC/CC push-pull, que servirá de interfaceamento entre os geradores de energia elétrica fotovoltaica e o inversor CC/CA, que energizará motor de indução trifásico acoplado a uma bomba d'água centrífuga do sistema de bombeamento.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Esse trabalho foi dividido em dez capítulos.

O capítulo I mostra a questão problema e a justificativa que nos motivaram a escolha desse tema. Neste capítulo definimos os objetivos a serem alcançados com esse trabalho, bem como sua organização.

Nos capítulos II, III, IV e V abordam a fundamentação teórica que embasaram a construção desse trabalho.

No capítulo V trata do dimensionamento dos componentes do conversor push-pull e suas respectivas especificações técnicas comerciais.

Nos capítulos VII e VIII são projetados os circuitos de chaveamento do conversor, como também dos circuitos de medição das tensões de entrada e saída, e tensão de saída.

O penúltimo capítulo foi feito as simulações e análises do conversor.

Por fim, o X capítulo, foram feitas as conclusões finais do projeto contendo a confrontação dos resultados obtidos e a perspectiva de melhoria futura do projeto.

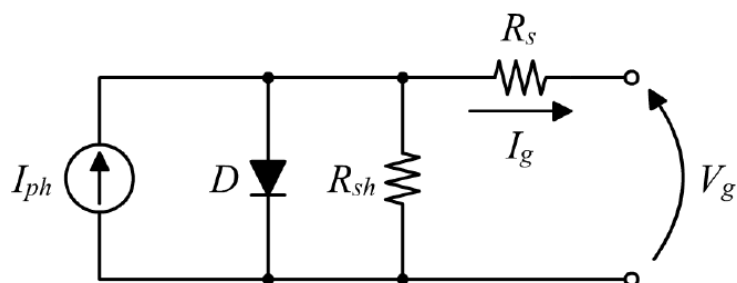
2. GERADOR FOTOVOLTAICO

Todo painel fotovoltaico é constituído por um conjunto de células solares, compostas por um material semicondutor de quartzo e silício (SiO_2). Quando a luz reflete sobre a célula (absorção de fótons) e atravessa a junção p-n, são produzidos elétrons livres capazes de cruzar a junção p-n passando para a região n. Devido à aglomeração de elétrons no lado n da junção, e uma inexistência destes no lado p, forma-se um campo elétrico interno na região de cargas espaciais. Assim, obtemos uma força eletromotriz fotovoltaica capaz de iniciar o processo de condução de corrente elétrica.

Cada célula pode gerar uma potência em torno de 1W. Para adquirir níveis mais elevados de potência podemos associar diversas células em série e/ou paralelo, formando os painéis fotovoltaicos. Na atualidade são utilizados três tipos de tecnologias para a produção de células fotovoltaicas, são elas: silício monocristalino, policristalino e amorfo.

Fundamentado em estudos teóricos e nas considerações feitas, o circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica é apresentado na figura 1.

Figura 1: Modelo matemático de uma célula fotovoltaica.



Fonte: HARTMANN L. V. *Otimização de sistemas fotovoltaicos*. 2009.

A representação da fonte I_{ph} mostra a corrente gerada pela incidência de luz sob a superfície da célula, como a célula é um material semicondutor de junção p-n, a mesma se comportará como um diodo que é atravessado por uma corrente I_D , a qual depende da tensão nos terminais da célula. Esta contém um elemento de perdas parasitas R_p , que provoca a circulação de uma corrente de fuga, e outro de perdas por condução R_s . Aplicando a lei de Kirchhoff ao circuito da figura 1, tem-se:

$$I = I_{ph} - I_D - I_R \quad (1)$$

Substituindo as devidas equações em (1), obtém-se:

$$I = I_{ph} - I_O \left[\exp\left(\frac{V+R_S I}{mV_T}\right) - 1 \right] - \frac{V+R_S I}{R_P} \quad (2)$$

Sendo o valor de I_O a corrente de saturação reversa do diodo que é invariável a uma certa temperatura, a constante m é o fator de idealidade do diodo (que varia entre 1 e 2) e V_T é a tensão térmica, que é dada por $V_T = kT / q$, onde k é a constante de Boltzmann ($k = 1,3806504 \times 10^{-23} \text{J/K}$), T é a temperatura medida em Kelvin, q é a carga do elétron ($q = 1,6021765 \times 10^{-19} \text{C}$). R_S e R_P são as resistências parasitas série e paralela, respectivamente.

O comportamento elétrico de uma única célula é dado pela equação (2), no entanto, um painel fotovoltaico é formado de um arranjo série-paralelo de células, formando assim uma matriz composta $N_S \times N_P$, que equivale ao número de células em série e paralelo. Dessa forma (2) é estendida para (3).

$$I = N_P I_{ph} - N_P I_O \left[\exp\left(\frac{V + \frac{N_S}{N_P} R_S I}{N_S m V_T}\right) - 1 \right] - \frac{V + \frac{N_S}{N_P} R_S I}{\frac{N_S}{N_P} R_P} \quad (3)$$

Para conseguir as características $V-I$ e $V-P$ do painel é indispensável resolver a equação (3) para todos os valores possíveis de V do painel. Sabe-se, portanto, que a tensão terminal do painel varia entre 0 (zero), que é a tensão na condição de curto-circuito, e V_{oc} , que é a tensão de circuito aberto. Consequentemente, a corrente terminal do painel varia de 0 (zero), corrente na condição de circuito aberto, a I_{sc} , que é a corrente de curto-circuito.

Dessa forma, a corrente terminal na condição de curto-circuito é obtida fazendo $V = 0$ em (3).

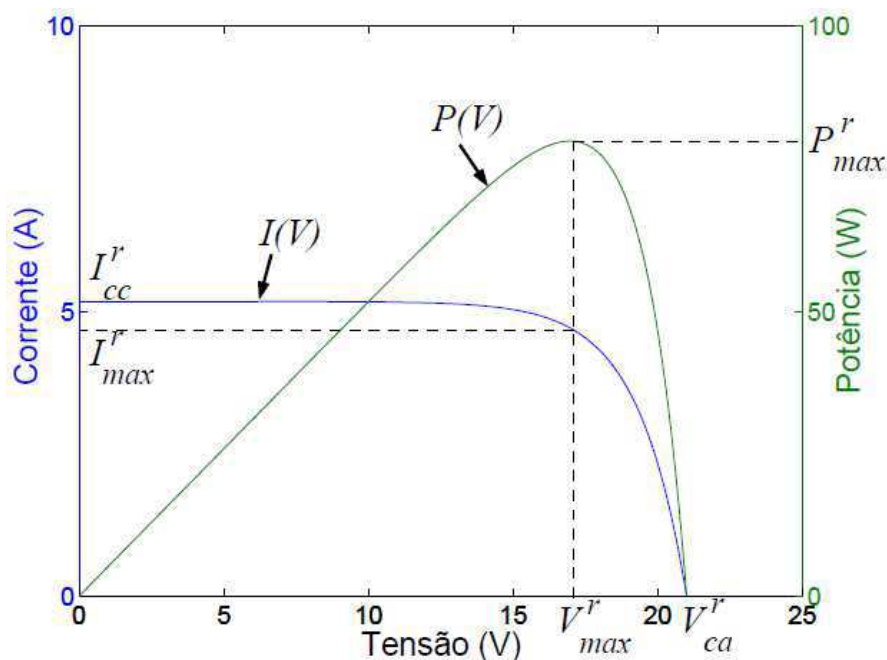
$$I = N_P I_{ph} = I_{sc} \quad (4)$$

De modo idêntico, a tensão terminal na condição de circuito aberto é obtida fazendo $I = 0$ em (3).

$$V = mV_T \ln \left(1 + \frac{I_{ph}}{I_0} \right) = V_{oc} \quad (5)$$

Na equação (3) temos a descrição da curva característica de um gerador fotovoltaico, e a partir desta, descreve-se o exemplo de uma curva, ilustrativo na figura 2.

Figura 2: Curva característica - $P(V)$: Potência vs. Tensão; $I(V)$: curva Corrente vs. Tensão.

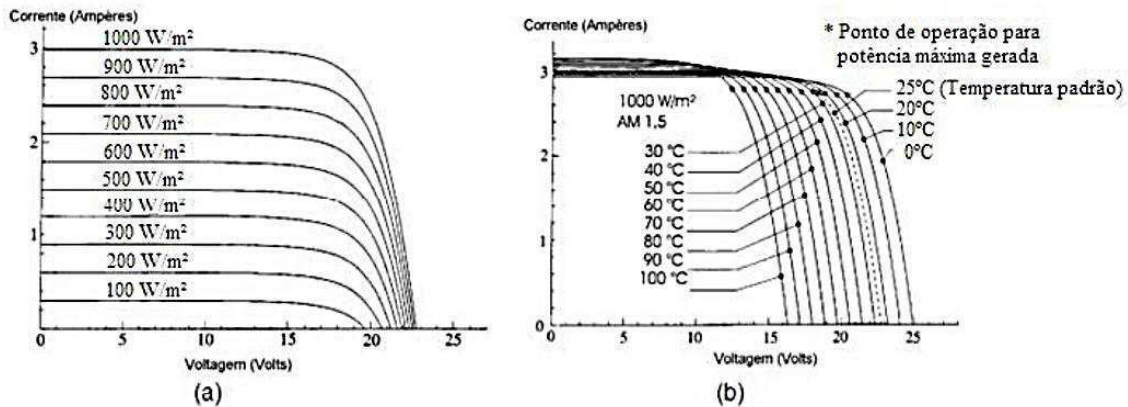


Fonte: VITORINO, M. A. *Conversor CC/CC para aplicação em instalação fotovoltaica*. 2012.

Para facilitar o estudo dos painéis fotovoltaicos, utilizam-se suas curvas características, levantadas a partir dos parâmetros de insolação de $1000\text{W}/\text{m}^2$ e temperatura do painel em 25°C (Pinho, 2014).

A figura 3 (a) mostra a variação da curva $V-I$ para diferentes insolações e temperatura constante e a figura 3 (b) mostra a variação da curva $V-I$ para diferentes temperaturas no painel e insolação constante.

Figura 3: Curva Característica do painel fotovoltaico. (a) influência da insolação
(b) influência da temperatura.



Fonte: CRESESB. *Energia solar princípios e aplicações*. 2006

Observando as figuras 3(a) e 3(b) pode-se constatar que a corrente do painel é afetada principalmente pela insolação, enquanto que a tensão é influenciada principalmente pela temperatura. Para reforçar essas afirmações basta analisar a dependência de I_0 nas equações (6) e (7), que descrevem matematicamente seu comportamento mediante tais influências (Luna, 2013):

$$I_{ph} = I_{ph\ ref} \frac{G}{G_{ref}} \quad (6)$$

$$I_0 = I_{0ref} \left(\frac{T}{T_{ref}} \right) \exp \left[\frac{q\varepsilon}{m/2} \left(\frac{1}{V_{Tref}} - \frac{1}{V_T} \right) \right] \quad (7)$$

Onde, ε é a banda de energia do silício ($\varepsilon = 1.12eV$) e $m = N_s/2$.

A insolação tem uma dinâmica de variação muito mais rápida que a temperatura, por isso em muitos casos é preferível regular a tensão do painel, pois os requisitos da dinâmica do sistema de controle serão menores.

Dado a curva proveniente do produto entre tensão e corrente, cada ponto desta representa a potência gerada para aquela condição de operação. Em um gerador fotovoltaico, para uma dada condição climática, só existe um ponto na curva I-V onde a potência máxima pode ser alcançada. Define-se este, como o Ponto de Máxima Potência - MPP, relacionado ao produto da tensão de potência máxima e a corrente de potência máxima (Seguel, 2009).

3. RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Como visto seção anterior, um gerador fotovoltaico varia o ponto de potência máxima, produto entre tensão e corrente, conforme a temperatura e radiação incidentes ao longo do dia, onde qualquer outro ponto de funcionamento deste que não opere no MPP faz diminuir a eficiência do sistema. Uma forma de ajustar o ponto de operação é a implementação de controladores que seguem o ponto de potência máximo, técnica chamada de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência - MPPT, que têm por base controlar a potência da carga a partir da tensão de saída ou abertura/fechamento de chaves de grupos de carga.

No decorrer dos anos foram desenvolvidas várias técnicas de MPPT. Esses métodos variam em complexidade, velocidade de convergência, sensores requeridos, custo, faixa de eficiência, implementação em hardware e popularidade entre outros aspectos (Esrám; Chapman, 2007).

Existem várias técnicas MPPT, porém como citam Silva (2012) e Seguel (2009) entre as técnicas mais usuais para sistemas de rastreamento estão: tensão constante (CV - *Constant Voltage*), perturbação e observação (P&O - *Perturbation and Observation*) e condutância incremental (IncCond - *Incremental Conductance*).

Será visto neste capítulo uma análise do funcionamento das técnicas mencionadas, bem como das relações entre vantagens e desvantagens de sua implementação.

3.1 TÉCNICA DE PERTURBAÇÃO E OBSERVAÇÃO

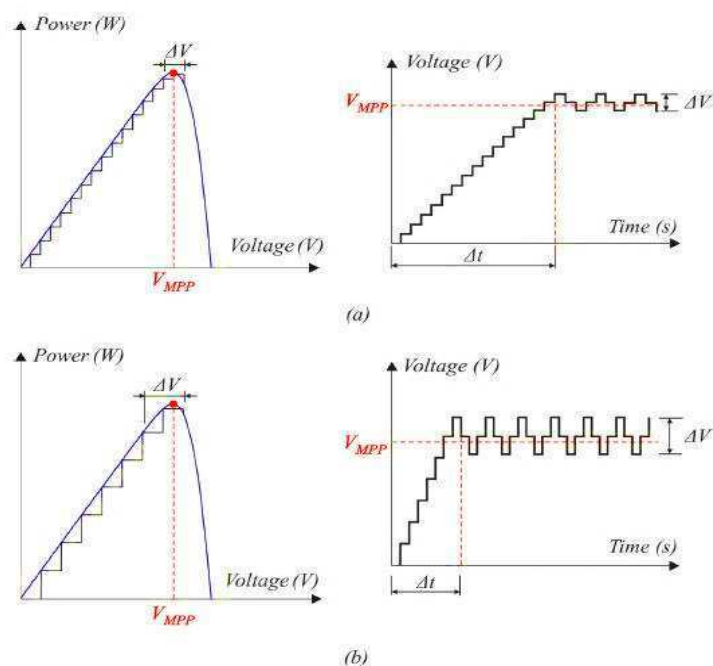
Pode-se afirmar que a maior vantagem desse método é a perspectiva de se procurar o ponto de potência máxima independentemente das condições ambientais, no entanto ela requer a medição de tensão e corrente na saída do gerador fotovoltaico por meio de sensores.

Ao realizar a leitura, a potência de saída é calculada pelo produto de tensão e corrente e em seguida é causada uma perturbação no *duty-cycle*, também, denotado de ciclo de trabalho D , nas chaves do conjunto gerador-carga.

Em seguida a potência de saída é novamente calculada e comparada com o estado anterior, se menor então a direção da perturbação é mantida, caso contrário a direção é invertida.

Percebe-se que a perturbação irá ditar a velocidade com que o ponto de potência máxima é atingido e a quantidade de oscilação à sua volta (Coelho, 2010), como se pode ver na figura 4.

Figura 4: Controle MPPT do tipo Perturbação e Observação: (a) procura com passo pequeno; (b) procura com passo grande.



Fonte: Silva, C. A. S. C. *Sistema de bombeamento fotovoltaico com motor de indução e sem baterias*. 2008.

Por funcionar em constante de perturbação para determinar o MPP, é considerado uma técnica instável, tendo ainda a possibilidade de procurar o ponto de potência errado perante variações rápidas das condições atmosféricas (Coelho, 2010).

3.2 TÉCNICA DA CONDUTÂNCIA INCREMENTAL (IncCond)

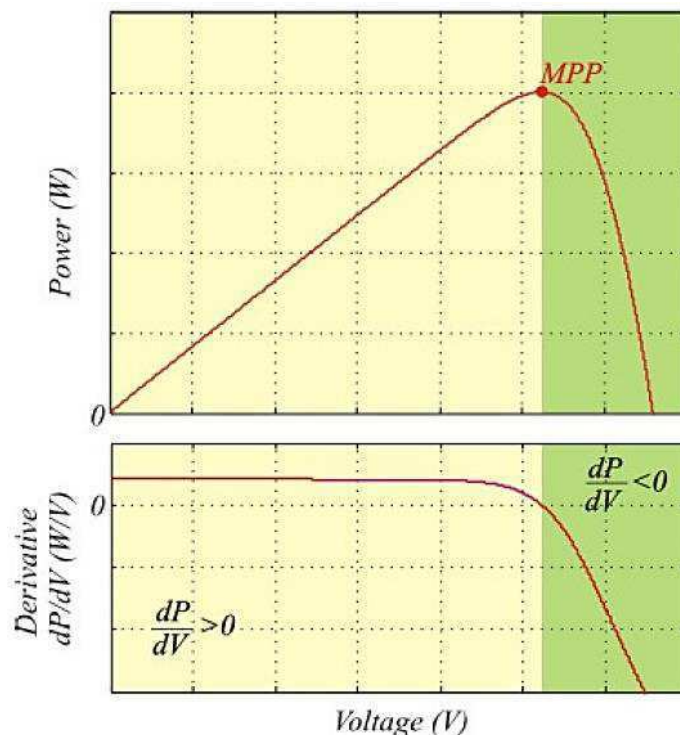
No modo de busca IncCond a curva Potência versus Tensão do arranjo de painéis fotovoltaicos é utilizada para a busca do MPP, baseada nos valores da condutância instantânea e incremental do arranjo fotovoltaico. Essas

grandezas são obtidas pelas medições de corrente e tensão do arranjo solar, assim como no método de perturba e observa. A derivada da potência do gerador fotovoltaico em relação à tensão pode-se escrever da seguinte forma:

$$\frac{dP}{dV} = I + \frac{dI}{dV} = I_n + \frac{I_{n-1} - I_n}{V_{n-1} - V_n} \quad (2.8)$$

De acordo com o valor que a primeira derivada aponte, o ciclo de trabalho será alterado ou não. Quando a derivada for positiva significa que o sistema está funcionando na parte esquerda da curva P-V, figura 5, antes de atingir o MPP e como tal o *duty-cycle* deverá ser aumentado. Quando o valor da derivada for negativa, significa que o sistema já ultrapassou o MPP e, portanto, está a funcionar na parte direita do MPP, e o *duty-cycle* deverá ser reduzido. Caso a derivada tiver valor zero ou muito próxima de zero conforme uma tolerância especificada, então o sistema estará no MPP e o valor do *duty-cycle* será mantido. Seguel (2009).

Figura 5: Potência de saída do painel e respectiva derivada em relação à tensão de saída do painel.



Fonte: Silva, C. A. S. C. *Sistema de bombeamento fotovoltaico com motor de indução e sem baterias*. 2008.

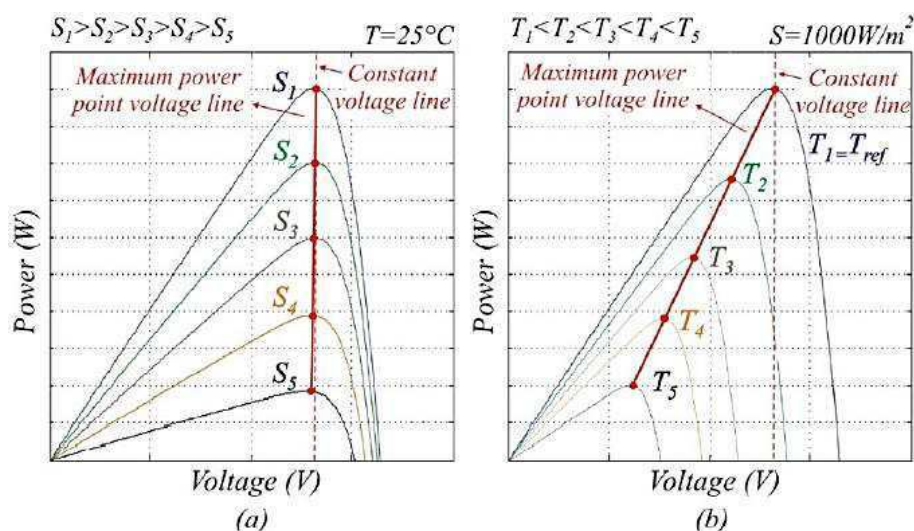
Em um grau comparativo entre a técnica perturba e observa, ambas mantêm o mesmo número de sensores e oscilações decorrentes do controle, porém possui uma resposta mais rápida e dinâmica uma vez que não depende das condições climáticas.

3.3 TENSÃO CONSTANTE

Essa técnica direciona a leitura da tensão de saída do painel como um modo de alterar o *duty-cycle* D das chaves do conversor entre a topologia gerador-carga, e assim fixar uma tensão específica na saída do painel.

Uma vez que a variação de radiação para temperatura constante resulta em um MPP cuja tensão é sempre constante independentemente da radiação, (figura 6 (a)), deste modo é possível efetuar o rastreamento do MPP quando a temperatura é constante, porém quando esta varia a relação deixa de ser linear, o que resulta que para cada valor de radiação existe uma tensão diferente (figura 6 (b)), fazendo com que neste caso o método não seja aplicado. (Seguel, 2009).

Figura 6: MPPT baseado em tensão constante: (a) temperatura constante; (b) temperatura variável.



Fonte: Silva, C. A. S. C. *Sistema de bombeamento fotovoltaico com motor de indução e sem baterias*. 2008.

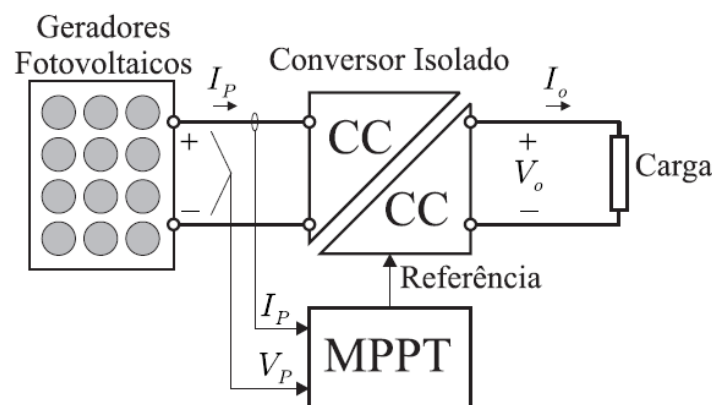
A grande vantagem deste modo é usar apenas um sensor e a sua fácil implementação, contudo apresenta uma dependência da temperatura do PV.

4. CONVERSOR ELEVADOR

Devido à baixa tensão de saída do painel fotovoltaico se faz necessário à utilização de conversor elevador, de tal forma que garanta uma tensão suficiente para a energização da carga pela qual se deseja energizar. Com isso evita-se a associação de painéis conectados em série para a elevação desta, o que resultaria no aumento dos custos e no volume do sistema.

Como citado, o ponto de operação do conjunto gerador-carga ocorrerá nos pontos da curva $I \times V$ em que a tensão e corrente forem máximos, observa-se assim a perspectiva possibilidade de controle desse conjunto, uma vez que para cada carga teremos uma variação nesse ponto de operação. O conversor CC-CC tem, por conseguinte esta função, controlar por meio do seu chaveamento as variações de carga e manter o gerador fotovoltaico no ponto de máxima transferência de potência. Uma ilustração desse sistema é mostrada figura 7.

Figura 7: Gerador fotovoltaico conectado a uma carga através de um conversor CC-CC.



Fonte: VITORINO, M. A. *Sistema de bombeamento fotovoltaico com motor de indução e sem baterias*. 2008.

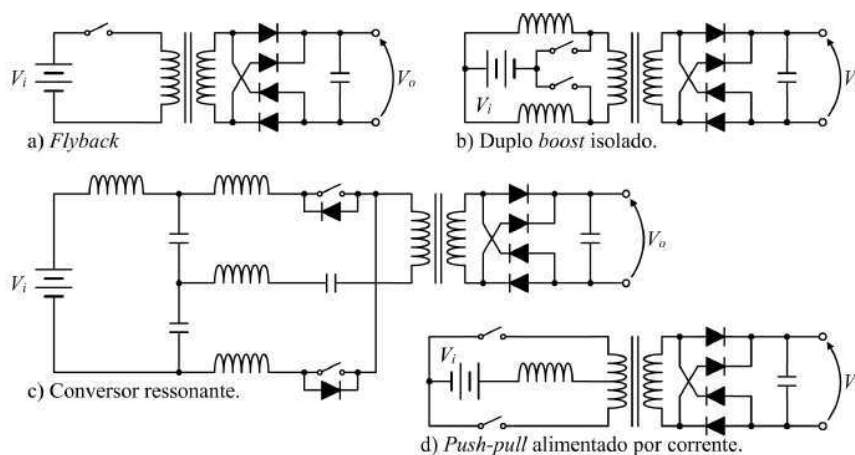
4.1 TOPOLOGIAS

A teoria pelo qual se baseia a escolha da topologia a ser empregada no projeto do conversor fundamenta-se na segurança, redução de custos e dimensões, e isolamento galvânica (Pimental; Cavalcante, 2011). A solução da segurança é desejada para permitir o isolamento elétrico entre a saída do

conversor e a entrada em corrente contínua do gerador fotovoltaico, o que permite, por exemplo, a limpeza do gerador sem riscos de choques e sem a necessidade de desligar o sistema. Este problema pode ser solucionado de duas formas, a primeira utilizando um conversor CC-CC isolado ou a segunda com a adição de um transformador na saída CA do sistema.

Contudo, o uso deste transformador na saída do sistema acarretaria em dimensões elevadas devido a sua baixa frequência de operação, contrariando o segundo requisito. O conversor CC-CC isolado, soluciona ambos os requisitos, como também o terceiro, por ter um elevado ganho de tensão devido à utilização de transformadores de alta frequência, levando este a ainda ter dimensões reduzida. Analisaremos algumas topologias dos conversores CC-CC isolados, mostradas na figura 8.

Figura 8: Topologias de conversão CC-CC isolada



Fonte: HARTMANN L. V. *Otimização de sistemas fotovoltaicos*. 2009.

Estes conversores utilizam a mesma relação de transformação como a relação de ganho entre a tensão de entrada V_i e saída V_o , descrita na equação (2.9).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{n_2}{n_1} G \quad (9)$$

Onde, G é associado ao modo de operação do conversor e a razão entre n_2/n_1 é definida como a relação de transformação do transformador.

O ganho G em (6) é definido a partir do ciclo de trabalho D das chaves do conversor, com a qual depende do tipo de conversor que se deseja obter, onde a partir do ciclo de trabalho o conversor pode ter características de *buck* (10), *boost* (11) ou *buck-boost* (12), dados por:

$$G_{buck} = D \quad (10)$$

$$G_{boost} = \frac{1}{1-D} \quad (11)$$

$$G_{buck-boost} = \frac{D}{1-D} \quad (13)$$

O conversor CC-CC isolado tipo *flyback* possui um transformador de alta frequência com uma grande influência de sua indutância mútua L_M . Este conversor tem uma característica *buck-boost*, descrita pela equação (13), o que lhe proporciona a vantagem de operar tanto como abaixador, quanto como elevador. Vale salientar que este possui certa desvantagem, sobre o qual apresenta o estresse de corrente na chave, fazendo com que este conversor seja mais adequado a baixas potências, em torno de 300W.

O conversor duplo *boost* isolado, mostrado na figura 8 (b) tem seu ganho dado pela equação (11), e que diferentemente do *flyback*, este não sofre sérios estresses no processo de chaveamento, pois, a corrente se divide através das duas chaves, e a máxima corrente em uma chave é igual à corrente de entrada. Toda via, na desenergização do conversor, não é possível remover a energia armazenada em ambos os indutores de entrada simultaneamente, com isso seu uso se torna inadequado em condições onde não há uma garantia mínima de carga como em sistemas fotovoltaicos isolados.

Dentre os conversores até então citados o ressonante, mostrado na figura 8 (c), é o que possui a mais elevada eficiência, isso devido a comutação suave de suas chaves. Porém, este necessita de componentes adicionais, bem como de circuitos de disparo mais sofisticados, o que resulta em uma elevação na quantidade de componentes e o custo do sistema.

O conversor push-pull (figura 8 (d)), por sua vez tem característica de operar como elevador, pois seu ganho é dado pela equação (11). Possui ambas as chaves referenciadas ao terra da entrada e permite a utilização de circuitos

simples de disparo bem mais simples que o conversor ressonante. Vale perceber que ao possuir duas chaves para comutação, possui baixo estresse de corrente sobre estas, como ocorre no duplo *boost* isolado, faz com que a corrente se divida por ambas as chaves. Por possuir um único indutor na entrada, possibilita o processo de desligamento do conversor com a remoção da energia armazenada no indutor.

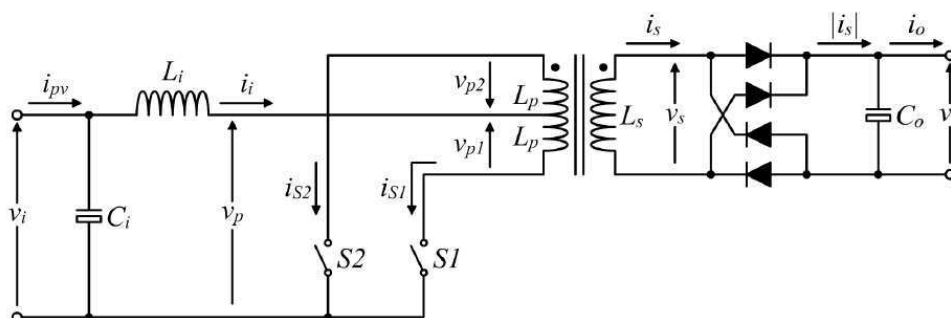
Ao apresentar desvantagens como um maior estresse de tensão sobre a chave, ainda assim não representa problema relevante, pois devido à uma baixa tensão de entrada típica em sistemas fotovoltaicos. Existe também a possibilidade de saturação do núcleo do transformador, levando a maiores perdas e um rendimento reduzido. Esta possibilidade deve ser devidamente tratada pelo sistema de controle no acionamento das chaves.

4.2 CONVERSOR PUSH-PULL

4.2.1 Funcionamento

O circuito base para a fundamentação do princípio de funcionamento do conversor push-pull é mostrado na figura 9. Para tanto, serão necessários a identificação de algumas grandezas elétricas como: i_{pv} como a corrente fornecida na entrada, v_i a tensão no capacitor de entrada, i_i é a corrente no indutor de entrada, v_p é a tensão no *tap* central do primário do transformador, i_{S1} e i_{S2} são as correntes nas chaves, i_s e v_s são a corrente e tensão no secundário do transformador, $|i_s|$ é a corrente na saída do retificador em ponte completa, v_o é a tensão sobre o capacitor de saída e i_o é a corrente de saída.

Figura 9: Circuito do conversor push-pull.



Fonte: HARTMANN L. V. *Otimização de sistemas fotovoltaicos*. 2009.

Aplicando as leis de Kirchhoff sobre a topologia do conversor push-pull escreve-se as equações básicas que descrevem o conversor. Estas são (14), (15) e (16) da dinâmica dos capacitores e indutor, (17) e (18) da relação de transformação, (19) e (20) das malhas do circuito do primário, (21) para o nó positivo da saída, e (22) para o nó central do primário do transformador.

Nestas equações, temos que a relação de transformação é definida como sendo $n = N_p/N_s$, que caracteriza a razão entre o número de espiras do primário N_p e do secundário N_s .

$$\frac{dv_i}{dt} = \frac{i_{ci}}{C_i} = \frac{i_{pv} - i_i}{C_i} \quad (14)$$

$$\frac{di_i}{dt} = \frac{v_{Li}}{L_i} = \frac{v_i - v_p}{L_i} \quad (15)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_{Co}}{C_o} = \frac{|i_s| - i_o}{C_o} \quad (16)$$

$$v_{p1} = -v_{p2} = nv_s \quad (17)$$

$$ni_{s1} - ni_{s2} - i_s = 0 \quad (18)$$

$$v_i - v_{Li} - v_{p1} - v_{s1} = v_i - v_{Li} - v_{p2} - v_{s2} = 0 \quad (19)$$

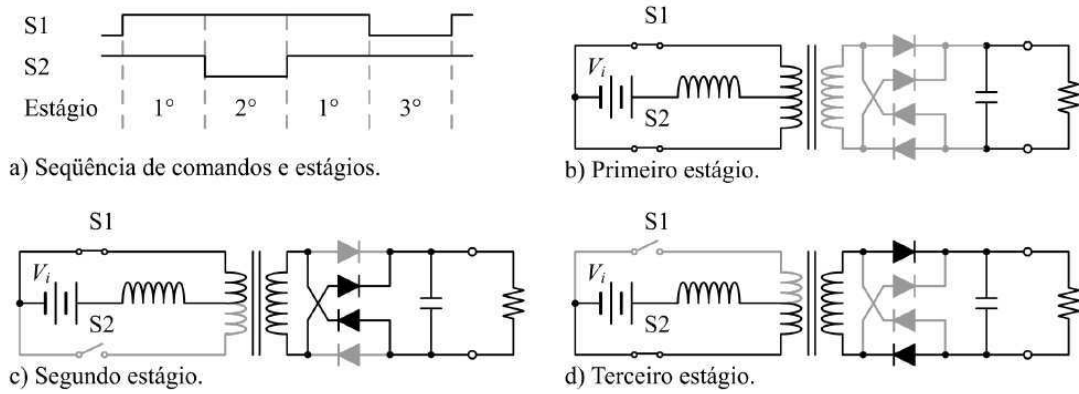
$$v_{p1} + v_{s1} = v_{p2} + v_{s2} \quad (20)$$

$$|i_s| - i_{Co} - i_o = 0 \quad (21)$$

$$i_i = i_{s1} + i_{s2} \quad (22)$$

A sequência de operação do conversor push-pull obedece aos estágios de condução de suas chaves. Estas são operadas segundo o que descreve o diagrama mostrada na figura 10 (a), onde pode-se perceber três combinações distintas de estados das chaves. Onde o ciclo ativo D do conversor é definido como sendo a razão entre o período em que ambas as chaves estão fechadas e o período total.

Figura 10: Estágios de chaveamento do conversor.



Fonte: HARTMANN L. V. *Otimização de sistemas fotovoltaicos*. 2009.

De acordo com o diagrama de sequência de acionamento, o primeiro estágio de chaveamento ocorre quando ambas as chaves estão conduzindo como mostrado na figura 10 (b). A partir de (17) e (20) obtém-se:

$$v_{p1} = \frac{v_{S2} - v_{S1}}{2} \quad (23)$$

Dado que ambas as chaves estão conduzindo as tensões nas chaves serão $v_{S1} = v_{S2} = 0$, logo as tensões nos primários será de $v_{p1} = v_{p2} = v_s = 0$. Como a tensão de secundário é nula a ponte de diodos está bloqueada, fazendo com que isso i_s também seja. Com isto, a tensão sobre L_i e a corrente através de C_o nesta condição são dadas por (24) e (25).

$$v_{Li|S1=S2=1} = v_i - v_{p1} - v_{S1} = v_i \quad (24)$$

$$i_{Co|S1=S2=1} = |i_s| - i_o = -i_o \quad (25)$$

No segundo estágio apenas S1 está conduzindo, como mostrado na Figura 10 (c). Nesta condição a corrente i_{S2} é nula, então pela dedução de (18) e (22) teremos que $i_s = n \cdot i_{S1} = n \cdot i_i$. Dado que teremos a condução ponte de diodos observa-se a igualdade de tensões, $v_s = v_o$. Com isso, a tensão do secundário se refletirá nos terminais do primário do transformador, e então a tensão sobre L_i e a corrente através de C_o , serão dadas por (26) e (27).

$$v_{Li|S1=1,S2=0} = v_i - v_{p1} - v_{S1} = v_i - n v_o \quad (26)$$

$$i_{Co|S1=1,S2=0} = |i_s| - i_o = n i_i - i_o \quad (27)$$

No último estágio basicamente ocorre com as mesmas características do segundo, sendo diferente pelo acionamento apenas S2, como mostrado na figura 10 (d). Logo, como a corrente i_{S1} é nula, então de (18) e (22) obtém-se que $i_s = -n.i_{S2} = -n.i_i$. Permite-se então a condução da ponte de diodos em sentido oposto ao segundo estágio, com $v_s = -v_o$. Esta tensão se reflete nos terminais do primário, então a tensão sobre L_i e a corrente através de C_o nesta condição são dadas por (28) e (29).

$$v_{Li|S1=0,S2=1} = v_i - v_{p2} - v_{S2} = v_i - nv_o \quad (28)$$

$$i_{Co|S1=0,S2=1} = |i_s| - i_o = ni_i - i_o \quad (29)$$

Percebe-se em análise final que durante o primeiro estágio não há transferência de energia para o secundário, onde resulta que o indutor L_i armazena a energia fornecida pela fonte v_i enquanto o capacitor C_o é responsável pelo suprimento da corrente das cargas i_o .

Na descrição dos estágios subsequentes, a energia da fonte v_i e a energia armazenada no indutor L_i são transferidas ao secundário, relacionadas pela relação de transformação n , e então armazenadas no capacitor C_o e, por conseguinte alimentando as cargas com i_o .

Outra característica importante para o funcionamento do conversor push-pull está relacionado com os pulsos gerados para as chaves S1 e S2, onde estas sempre devem conduzir nos estágios, seja uma ou ambas. Isto deve ser pelo fato de que haja um circuito fechado para passagem da corrente indutiva I_L , do contrário o conversor pode se danificar.

5. PROJETO DO CONVERSOR

Para a definição dos componentes do conversor, faz-se uso das especificações básicas pelas quais deseja que este possua, quando o mesmo opere sob condições de regime permanente. Para tanto, são mostrados na neste tópico, o comportamento de regime permanente do conversor e, a partir deste, será apresentado o procedimento de dimensionamento de seus componentes.

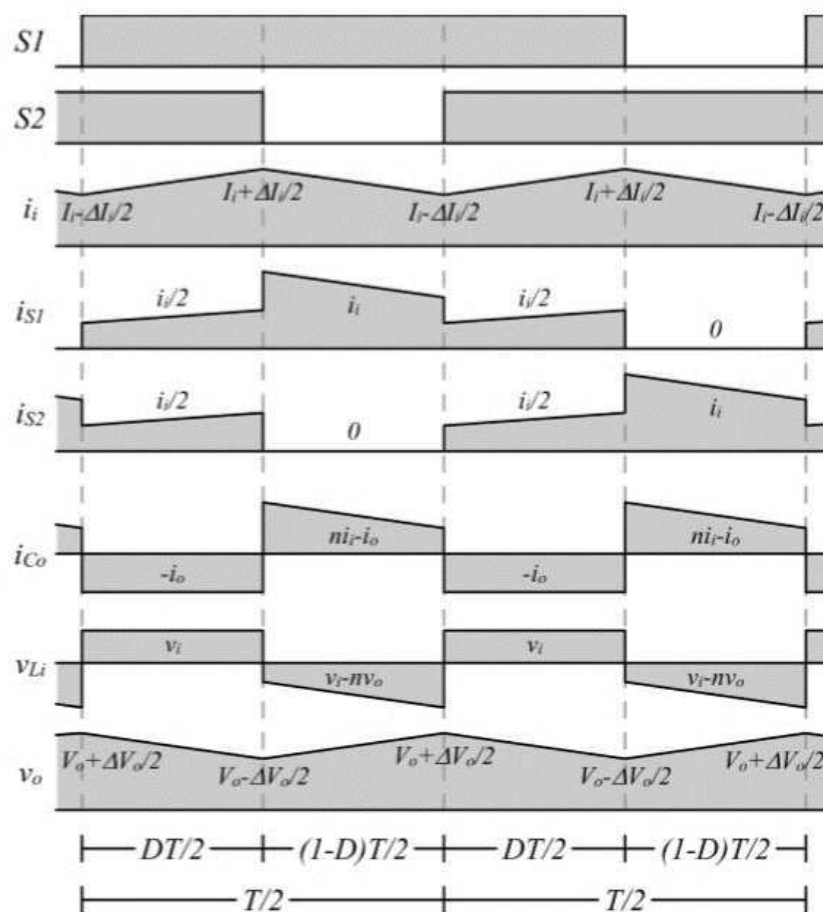
5.1 REGIME PERMANENTE

O regime permanente é caracterizado pela não observância dos transitórios nas variações de cargas, da fonte e do ciclo ativo, pois estes não mais são perceptíveis ao conversor, o que nos leva a concluir que, para qualquer instante x , o instante próximo também terá um valor igual, ou seja:

$$x(t) = x(t - T) \quad (30)$$

Serão apresentadas a seguir (figura 11) as formas de onda para um conversor push-pull operando em regime permanente, onde as grandezas elétricas que representam os valores médios estarão com letras maiúsculas e os com letras minúsculas os valores instantâneos.

Figura 11: Formas de onda em regime do conversor



Fonte: HARTMANN L. V. *Otimização de sistemas fotovoltaicos*. 2009.

Pode-se determinar o ganho de tensão do conversor a partir da tensão sobre o indutor L_i , pois em regime permanente o valor médio da corrente do indutor I_i não se altera em dois ciclos consecutivos, o que nos leva a associar que $i_i(t) = i_i(t - T)$. Afirmando com isso que por (33) a tensão média sobre o indutor V_{Li} também será, o que resulta na análise das equações (31) e (32):

$$V_{Li} = \frac{DTV_{Li}|_{S1=S2=1} + (1-D)T/2V_{Li}|_{S1=1,S2=0} + (1-D)T/2V_{Li}|_{S1=0,S2=1}}{T} \quad (31)$$

$$V_{Li} = DV_i + \frac{(1-D)}{2}(V_i - nV_o) + \frac{(1-D)}{2}(V_i - nV_o) = V_i - (1-D)nV_o \quad (32)$$

Ao isolar a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor, definida como o ganho de tensão e considerar $V_{Li} = 0$, teremos:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{n(1-D)} \quad (33)$$

Para a determinar a ondulações de corrente de entrada e de tensão na saída, verifica-se que durando o primeiro estágio do chaveamento, o qual possui duração $DT/2$, a tensão sobre o indutor L_i é a tensão de entrada V_i , logo a ondulação da corrente de entrada é a própria ondulação de corrente sobre o indutor. Na saída por sua vez, a corrente sobre o capacitor C_o é a corrente da saída I_o , logo a ondulação da tensão de saída é a mesma ondulação sobre o capacitor. Como se pode observar em (34) e (35):

$$\Delta I_i = \frac{V_{Li}\Delta T}{L_i} = \frac{V_i DT}{2L_i} \quad (34)$$

$$\Delta V_o = \frac{I_{C_o}\Delta T}{C_o} = \frac{I_o DT}{2C_o} \quad (35)$$

Substituindo D de (33) nas equações (34) e (35)

$$\Delta I_i = \frac{V_i T}{2L_i} \left(1 - \frac{V_i}{nV_o}\right) \quad (36)$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o T}{2C_o} \left(1 - \frac{V_i}{nV_o}\right) \quad (37)$$

A corrente no capacitor de entrada C_i é a diferença entre i_i e o valor de i_{pv} . Dado que em regime permanente os valores médios de I_i e I_{pv} são idênticos, então considerando i_{pv} constante e dado a forma de onda da entrada i_i , mostrada na Figura 11, os ciclos de carga e descarga do capacitor tem duração $T/4$, com uma ondulação média de $\Delta I_i/4$. Por isso, a ondulação da tensão de entrada pode ser calculada como:

$$\Delta V_i = \frac{\Delta I_i T}{16 C_i} \quad (38)$$

O valor de RMS, dada por (39), é definida para um intervalo onde a forma de onda se torna periódica. No caso da corrente RMS no capacitor C_o é encontrada a partir da forma de onda de corrente sobre este. Para o i_{co} mostrada na Figura 11 a expressão de I_{co} RMS é dada por (40).

$$RMS\{x\} = \sqrt{\frac{1}{T_x} \int_0^{T_x} x(t)^2 dt} \quad (39)$$

$$RMS\{i_{co}\} = \sqrt{\frac{1}{DT/2} \left(\int_0^{DT/2} I_o^2 dt + \int_{DT/2}^{T/2} \left(nI_i - I_o + \frac{n\Delta I_i}{2} - n\Delta I_i \frac{t-DT/2}{T/2-DT/2} \right)^2 dt \right)} \quad (40)$$

Desenvolvendo a equação (40) obtém-se (41).

$$RMS\{i_{co}\} = \sqrt{\left(1 - \frac{V_i}{nV_o}\right) I_o^2 + \frac{V_i}{nV_o} \left((nI_i - I_o)^2 + \frac{1}{12} n^2 \Delta I_i^2 \right)} \quad (41)$$

Para o capacitor de entrada C_i será repetido o mesmo procedimento, onde a corrente RMS é dado por:

$$RMS\{i_{ci}\} = \sqrt{1/12} \Delta I_i \quad (42)$$

Para o cálculo da corrente média nas chaves e nos diodos utilizou-se a definição de média (AVG) em (43), tendo como resultado a expressão (44) para o valor nas chaves e (45) para os diodos.

$$X = AVG\{x\} = \frac{1}{T_x} \int_0^{T_x} x(t) dt \quad (43)$$

$$I_{S1} = I_{S2} = I_i/2 \quad (44)$$

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = I_o/2 \quad (45)$$

O transformador pode ser encarado com o elemento mais complexo no dimensionamento dos conversores isolados, porém seus fabricantes já fornecem para aplicações de alta frequência, as características básicas para a escolha da estrutura que atenda às necessidades propostas com o mínimo perdas. Dentre elas estão a frequência de operação, tensão nos terminais do secundário, e relação de transformação (também chamada de relação de espiras).

As duas primeiras características são definidas pelo próprio projetista do conversor, e a relação de espiras n pode ser determinada a partir do ganho de tensão dado por (33).

5.2 PROCEDIMENTO DE DIMENSIONAMENTO

O dimensionamento dos componentes do conversor push-pull pressupõe que este seja estabelecido por conjunto mínimo de especificações. Sendo assim, será explicitado na tabela 1 as principais características as quais o conversor deve trabalhar em regime permanente. Assumindo estas condições, farar-se uso das deduções apresentadas na seção anterior com a qual considerar-se-á o caso mais crítico para o funcionamento de cada componente. Para a identificação das variáveis sobre tais assertivas utilizaremos os sobrescritos X^{min} para indicar o menor valor que uma que esta pode assumir em operação normal e, de modo semelhante, o sobrescrito X^{max} indica o valor máximo.

Tabela 1: Parâmetros de Projeto do Conversor

Parâmetro	Representação	Unidade
Tensão mínima de entrada	V_i^{min}	V
Tensão máxima de entrada	V_i^{max}	V
Tensão mínima de saída	V_o^{min}	V
Tensão máxima de saída	V_o^{max}	V
Potência mínima	p^{min}	W
Potência máxima	p^{max}	W
Ondulação de tensão de entrada	ΔV_i	V
Ondulação de corrente em L_i	ΔI_{L_i}	A
Ondulação de tensão de saída	ΔV_o	V
Período de chaveamento	T	s

Para o dimensionamento da relação de espiras do transformador define além de sua característica, a relação do menor valor de ganho V_o/V_i , a qual pode ser elevada com a variação do ciclo de trabalho D . Para o menor ganho tem-se (46), onde D^{min} é dito como o menor ciclo trabalho permitido no projeto, variante com o tipo de chave escolhida.

$$n = \frac{V_i^{max}}{V_o^{min}(1-D^{min})} \quad (46)$$

O número de espiras mínimo do enrolamento primário N_p é dado pela Eq. (47) (MELLO, 1990):

$$N_{p_{min}} = \frac{V_p}{2A_e \Delta B f} \quad (47)$$

Para determinar os valores dos capacitores de entrada e saída C_i e C_o , bem como também do indutor L_i analisaremos as ondulações de tensão e corrente, verificadas nas equações (56), (55), e (54). Sendo concluídas e analisadas por valores críticos de seu funcionamento do conversor, escritas como:

$$C_i = \frac{\Delta I_i T}{16 \Delta V_i} \quad (48)$$

$$C_o = \frac{n T P^{max}}{8 V_i^{min} \Delta V_o} \quad (49)$$

$$L_i = \frac{n T V_o^{max}}{8 \Delta I_i} \quad (50)$$

O método para avaliar a corrente máxima e RMS sobre o capacitor de entrada C_i é basicamente o mesmo e pode ser verificado em (41). Para o capacitor de saída C_o o valor máximo de corrente é definido por a partir de (42), quando I_o for dada por (50). No seu valor RMS (51), o circuito estando dentro da faixa de operação do conversor, a corrente assumirá o mesmo valor de (50).

$$I_o = \frac{1}{2} \left(n \frac{P^{max}}{V_i^{min}} + \frac{n V_i^{min} \Delta I_i^2}{12 P^{max}} \right) \quad (50)$$

$$RMS \{I_{Co}\} = \frac{1}{2} \left(n \frac{P^{max}}{V_i^{min}} + \frac{n V_i^{min} \Delta I_i^2}{12 P^{max}} \right) \quad (51)$$

Ao referirmos sobre o valor máximo da corrente sobre o indutor, basta que associemos a razão entre a potência máxima e a tensão de entrada mínima, pois este terá o mesmo valor da corrente de entrada em regime permanente. Com isto a corrente RMS para o caso crítico de funcionalidade será dada por (52):

$$RMS\{i_i\} = \sqrt{(I_i^{max})^2 + \frac{\Delta I_i^2}{12}} = \sqrt{\left(\frac{P^{max}}{V_i^{min}}\right)^2 + \frac{\Delta I_i^2}{12}} \quad (52)$$

Antes de seleccionar os componentes é preciso que se saiba sobre as especificações que os fabricantes disponibilizam para a aquisição dos componentes do circuito. Por isso, ao verificar nos *datasheets* sobre as características principais das chaves do conversor push-pull o fabricante fornece a tensão de bloqueio e a corrente directa média e de pico.

A dedução para o pico de corrente é dada por (53), e ocorre quando apenas uma das chaves está conduzindo, ou seja, quando a corrente no indutor i_i circula através de uma chave. O valor médio da corrente das chaves foi calculado em (44), que no pior caso se escreve como (54).

Para a tensão de bloqueio analisa-se o estado em que a chave está aberta onde a tensão sobre a chave é o dobro da tensão de saída referenciada ao primário, uma vez que ambos os primários estão em série. Deste modo, em (55) tem-se a tensão máxima à qual a chave será submetida.

$$I_s^{max} = I_i^{max} + \frac{\Delta I_i}{2} = \frac{P^{max}}{V_i^{min}} + \frac{\Delta I_i}{2} \quad (53)$$

$$I_s = \frac{I_i^{max}}{2} = \frac{P^{max}}{2V_i^{min}} \quad (54)$$

$$V_s^{max} = 2n(V_o^{max} + \Delta V_o/2) \quad (55)$$

De modo semelhante, as chaves foram observadas nos *datasheets* dos diodos as especificações básicas como correntes média e de pico, e a tensão de bloqueio.

Definida a corrente média dos diodos em (45), o caso crítico para esta, relaciona a razão entre a máxima potência e o dobro da tensão de saída do conversor como se escreve em (56). A corrente ocorre no início da condução, por isso, esta é determinada pelo pico da corrente i_i referenciado ao secundário do transformador, sendo dado por (57). A máxima tensão reversa é a própria pela tensão de saída acrescida da oscilação, dado por (58).

$$I_D = \frac{P^{max}}{2V_o^{min}} \quad (56)$$

$$I_D^{max} = nI_i + n\Delta I_i/2 \quad (57)$$

$$V_D^{max} = V_o^{max} + \Delta V_o/2 \quad (58)$$

6. APLICAÇÃO DA METODOLOGIA PARA DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PUSH-PULL

Uma vez analisados os parâmetros essenciais para a seleção dos componentes a serem usados no conversor, caracterizar-se-á os valores de operação do conversor definido na tabela 2.

Tabela 2: Características do Conversor

Parâmetro	Representação	Valor
Tensão mínima de entrada	V_i^{min}	20 V
Tensão máxima de entrada	V_i^{max}	50 V
Tensão mínima de saída	V_o^{min}	350 V
Tensão máxima de saída	V_o^{max}	420 V
Potência mínima	p^{min}	400 W
Potência máxima	p^{max}	700 W
Ondulação de tensão de entrada	ΔV_i	0.05 V
Ondulação de corrente em L_i	ΔI_{L_i}	7.5 A
Ondulação de tensão de saída	ΔV_o	5 V
Período de chaveamento	T	10 μ s

6.1 TRANSFORMADOR

Na observância das características de tensão e potência do transformador foi-se constatado que de acordo com os catálogos dos fabricantes o núcleo que melhor se adequa as necessidades do projeto é o E55/21, com tensão do primário de 75V e secundário de 420V.

Ao delimitar que a frequência de chaveamento seria de 100kHz e a potência de 700W, exige-se que o núcleo apresente uma alta permeabilidade magnética, permitindo uma melhor perda de potência no fluxo de dispersão, bem como que este apresente baixas perdas na faixa de rádio frequência. Para que estas condições fossem atendidas o núcleo foi construído de ferrite, sendo construídas a partir com chapas laminadas de forma a concatenar as correntes parasitas proveniente do efeito de magnetização do transformador.

O núcleo tem a constituição de núcleo envolvido de forma a reduzir as perdas por dispersão.

O dimensionamento da relação de espiras é definido pela equação (46) na seção 5.2, logo teremos que:

$$n = \frac{50}{350 \times (1 - 0.1)} \approx \frac{1}{6}$$

Onde o menor ciclo ativo D será uma relação entre a soma do tempo de subida e descida da chave escolhida que neste caso será um MOSFET IRF640, com tempo de subida e descida 51 e 36ns, respectivamente.

$$N_{Pmin} = \frac{70}{2 \times 0.017^2 \times 0.4 \times 100 \times 10^3} = 3.03$$

Logo, para garantir que as especificações de fluxo magnético serão atendidas, considera-se o número mínimo de espiras para o primário de 4, e pela relação de transformação temos de o número de espiras do secundário será de 24 espiras.

Tabela 3: Especificações do Transformador

Enrolamento	Primário 1	Primário 2	Secundário
Número de Espiras (voltas)	4	4	24
Indutância (μ H)	36	36	1.3
Tensão do Enrolamento (V)	70	70	420
Corrente Média (A)	10	10	1.75
Rigidez Dielétrica (V)	1000		
Frequência (kHz)	100		
Núcleo (Modelo)	E55/21		

6.2 INDUTOR

O indutor é calculado tomando as condições de projeto referenciado na Tabela 2, bem como dá relação de espiras calculada na seção 5.1 e conforme a descrição das condições expressas pela na equação (50), nestes termos:

$$L = \frac{(1/6) \times 10 \times 10^{-6} \times 450}{8 \times 7.5} \approx 12\mu H$$

Pela descrição do circuito, já concluímos que a corrente máxima no indutor e, por conseguinte nas chaves será de:

$$I_L = \frac{700}{20} + \frac{7.5}{2} = 38.75A$$

6.3 CAPACITOR DE ENTRADA

De acordo com a equação (48), o dimensionamento do capacitor de entrada é dado por:

$$C_i = \frac{7.5 \times 10 \times 10^{-6}}{16 \times 0.05} = 93.75\mu F$$

Observado o valor teórico, o capacitor eletrolítico que mais se aproxima comercialmente é o de 100 μ F, com uma tensão de isolamento de 100V.

6.4 CHAVES

A partir das equações (53), (54) e (55) abstrai-se as principais características para o dimensionamento das chaves, são elas:

- Corrente de Pico

$$I_s^{max} = \frac{700}{20} + \frac{7.5}{2} = 38.75A$$

- Corrente Média

$$I_s = \frac{700}{20} = 17.5A$$

- Tensão de Bloqueio

$$V_s^{max} = 2 \times (1/6) \times (450 + 5/2) \approx 150V$$

Jaroslaw Luszcz (2012) relata que a faixa entre 9kHz a 30MHz, dita como faixa de Rádio Frequência é própria para trabalhos de conversores de potência. Dentre as chaves que tem essa finalidade o MOSFET atende os requisitos desse projeto, por trabalhar no limiar inferior da região RF e por se tratar de um conversor de baixa potência.

Levando em consideração essas referências, a chave que melhor se adequa a estas características é o MOSFET IRF640, por apresentar em seu *datasheet* as especificações (figura 12) de Tensão de Bloqueio 200V, Corrente Médio 18A e Corrente de Pico 72A, ou seja, compatíveis com os valores calculados teoricamente.

Figura 12: Características do transistor MOSFET IRF 640

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)					
PARAMETER			SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage			V_{DS}	200	
Gate-Source Voltage			V_{GS}	± 20	
Continuous Drain Current	V_{GS} at 10 V	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	I_D	18	A
		$T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$		11	
Pulsed Drain Current ^a			I_{DM}	72	
Linear Derating Factor				1.0	W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy ^b			E_{AS}	580	mJ
Repetitive Avalanche Current ^a			I_{AR}	18	A
Repetitive Avalanche Energy ^a			E_{AR}	13	mJ
Maximum Power Dissipation	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$		P_D	125	W
Peak Diode Recovery dV/dt ^c			dV/dt	5.0	V/ns
Operating Junction and Storage Temperature Range			T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Soldering Recommendations (Peak temperature) ^d	for 10 s			300	
Mounting Torque	6-32 or M3 screw			10	
				1.1	N · m

Fonte: INTERTECHNOLOGY, Vishay. *Power MOSFET*. Atlanta, 2015.

6.5 DIODOS

De forma semelhante as chaves, os diodos são projetados de acordo com as mesmas especificações, estas referenciadas nas equações (56), (57) e (58), tendo como resultado:

- Corrente Média

$$I_D = \frac{700}{2 \times 350} = 1A$$

- Corrente de Pico

$$I_D^{max} = \frac{1}{6} \times 35 + \frac{1}{6} \times \frac{7.5}{2} \approx 6.2A$$

- Tensão de Bloqueio

$$V_D^{max} = 450 + \frac{5}{2} = 452.5V$$

Percebe-se então que a melhor aplicação para o diodo retificador do barramento CC é o UF5408, pois este possui uma tensão reversa de 1000V, Corrente de Pico de 150A e uma Corrente Média de 3A, como mostra o *datasheet* do fabricante expressos nas figuras 13 e 14.

Figura 13: Características das tensões no diodo UF5408

MCC Catalog Number	Device Marking	Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	Maximum RMS Voltage	Maximum DC Blocking Voltage
UF5400	---	50V	35V	50V
UF5401	---	100V	70V	100V
UF5402	---	200V	140V	200V
UF5404	---	400V	280V	400V
UF5405	---	500V	350V	500V
UF5406	---	600V	420V	600V
UF5407	---	800V	560V	800V
UF5408	---	1000V	700V	1000V

Fonte: COMPONENTS, Micro Commercial. *UF5408*. Itasca, 2015. 3 p.

Figura 14: Características gerais do diodo UF5408

Average Forward Current	$I_{F(AV)}$	3 A	$T_A = 55^\circ\text{C}$
Peak Forward Surge Current	I_{FSM}	150A	8.3ms, half sine
Maximum Instantaneous Forward Voltage UF5400-5402 UF5404 UF5405-UF5408	V_F	1.0V 1.3V 1.7V	$I_{FM} = 3.0A$; $T_A = 25^\circ\text{C}$
Reverse Current At Rated DC Blocking Voltage (Maximum DC)	I_R	10 μ A 50 μ A	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$
Maximum Reverse Recovery Time UF5400-5404 UF5405-5408	T_{rr}	50ns 75ns	$I_F=0.5A$, $I_R=1.0A$, $I_{rr}=0.25A$
Typical Junction Capacitance UF5400-5404 UF5405-5408	C_J	75pF 50pF	Measured at 1.0MHz, $V_R=4.0V$

Fonte: COMPONENTS, Micro Commercial. *UF5408*. Itasca, 2015. 3 p.

6.6 CAPACITOR DE SAÍDA

De forma semelhante ao capacitor de entrada, onde define o capacitor de saída a partir da equação (49) como tendo um valor de:

$$C_o = \frac{1/6 \times 10 \times 10^{-6} \times 700}{8 \times 20 \times 5} \approx 1.5\mu F$$

Ao observar o *datasheet* dos fabricantes de capacitores o mais próximo do valor encontrado foi o de 2.2 μ F, com uma tensão de isolamento de 450V, o que não leva prejuízo ao conversor, uma vez que melhora o nível CC da saída do push-pull.

7. CIRCUITOS DE MEDIÇÃO

Uma vez realizado o dimensionamento do circuito base do conversor pull-pull, será projetado circuitos medidores de tensão e corrente de entrada, e tensão de saída. As mensurações destas grandezas são fundamentais para a perspectiva de realização do controle do ponto de operação do conversor e a partir deste realizar a máxima transferência de potência entre o gerador fotovoltaico e a carga.

7.1 CIRCUITO MEDIDOR DA TENSÃO DE ENTRADA

O conversor A/D tem por função transformar um sinal analógico, contínuo no tempo, em um sinal amostrado, discreto no tempo, quantizado e dentro de um número finito de valores inteiros, determinado pela resolução característica do conversor em bits.

Contudo, o sinal a ser discretizado por um conversor A/D dificilmente será compatível diretamente à faixa de tensão de entrada do conversor, sendo necessário sua adequação a níveis permissíveis de leitura pelos conversores. Na maioria destes, a tensão de entrada de um conversor A/D é limitada como a própria tensão de alimentação do conversor, ou seja, entre + 5 ou 3,3 V.

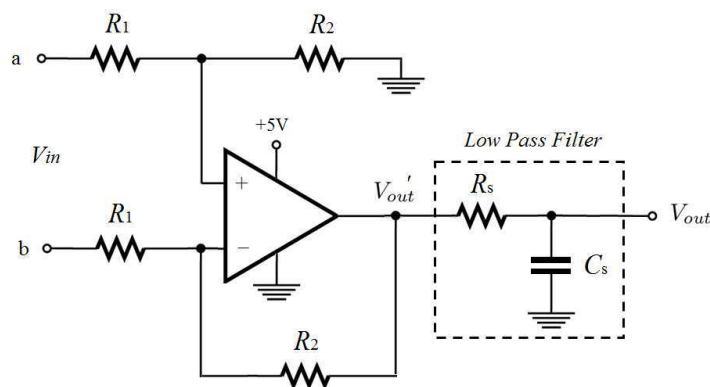
Para que isso seja aconteça necessário se faz o condicionamento do sinal a ser medido dentro da faixa de operação dos conversores, essa adaptação do

signal e tipicamente feito com auxílio de circuitos analógicos, sejam eles passivos ou ativos.

As medições de sinal dos conversores A/D pelos microcontroladores usuais estão na faixa de 3 a 3,3V, o que nos pressupõe que os valores a serem medidos devam estar nesta faixa de operação. Afim de que isso seja possível, far-se-á uso de um circuito instrumentado que converterá a faixa da tensão de entrada do conversor na faixa de operação do conversor A/D do microcontroladores.

Com o objetivo de medir a tensão de entrada do conversor, correspondente ao valor da tensão fornecida pelo gerador fotovoltaico, será associado um circuito com amplificador operacional operando como subtrator de tensão em série a um filtro RC passa-baixa (figura 15), que fornecerá a faixa de tensão desejada, condizente a faixa de tensão de operação dos conversores A/D usados para o sistema de controle do conversor.

Figura 15: Circuito Medidor de Tensão de Entrada



Fonte: Própria do autor

Como referenciado em (59) a saída V_{out}' do circuito subtrator é diretamente dependente do diferencial de tensão entre as entradas a e b , bem como da razão entre R_1 e R_2 . A leitura do sinal de entrada V_{in} se dará mediante a entrada diferencial do circuito subtrator, com a qual terá sua máxima tensão definida no projeto em 50V, sendo concatenada para a faixa de operação do conversor A/D pela razão de R_1 e R_2 .

$$V_{out}' = \frac{R_2}{R_1} (V_a - V_b) \quad (59)$$

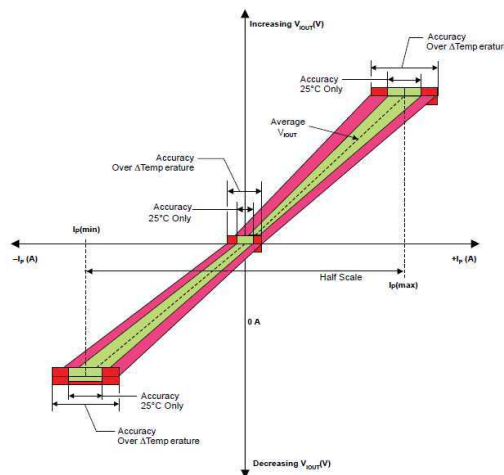
No projeto fica então definido que V_{out}' será de 3V e o diferencial de tensão V_{in} igual a 50V, o que dará uma razão entre as resistências de 3/50. Comercialmente os valores que mais aproximam dessa razão é um R_1 com resistência de 56k Ω e um R_2 com 3.3k Ω . O amplificador operacional 741 foi usado pelo seu alto ganho tensão, baixa robustez e comercialmente viável ao projeto. Foi acrescentado a saída um filtro passa-baixa usual em circuitos instrumentados que necessitam de precisão na amostragem do sinal lido e carregado em conversor A/D, sendo utilizados um capacitor C_s de 1nF e um resistor R_s de 15k Ω .

7.2 CIRCUITO MEDIDOR DA CORRENTE DE ENTRADA

O ACS757 é um sensor de corrente que realiza sua amostragem a partir de um núcleo toroidal circulante por um fio condutor no interior do componente, o que lhe permite uma isolação elétrica entre o circuito principal e o circuito de medição, dispensando com isso a utilização de circuitos integrados opto-acoplados.

Para a implementação do circuito medidor de corrente na entrada é utilizado uma família de sensores de corrente ASC756. Este componente realiza a leitura de correntes e as convertem em um nível de tensão limitado a tensão de alimentação do componente, que é de $\pm 5V$. Um dado para a escolha deste tipo de sensor se fundamenta na linearidade que este assume pela proporcionalidade entre a variação de corrente de entrada I_p e a tensão de saída V_{out} , demonstrada na figura 16 a partir do *datasheet* do fabricante.

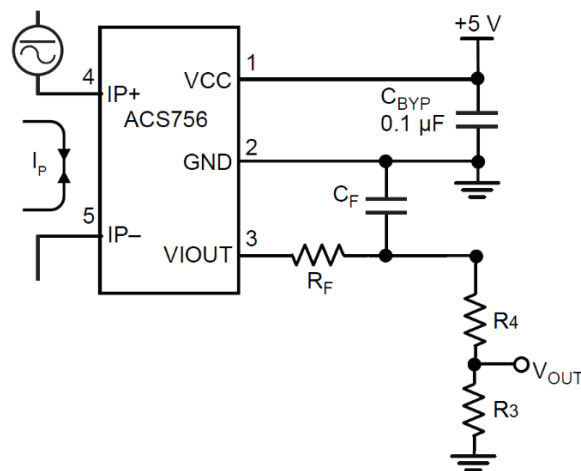
Figura 16: Output Voltage versus Sampled Current



Fonte: MICROSYSTEMS, Allegro. Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 3 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor. Worcester, 2016.

O circuito base descrito na figura 17 retrata a simplicidade na aplicação deste tipo de sensor, contudo o fabricante recomenda a adição de filtros à saída para que o mesmo filtre possíveis harmônicos de alta frequência proveniente do chaveamento do conversor push-pull ou de quaisquer outras aplicações.

Figura 17: Circuito Medidor de Corrente da Entrada



Fonte: Própria do autor

O sensor ACS756SCA-050B-PFF-T é bidirecional em corrente, porém na polarização direta possui uma faixa de leitura variando de ± 50 A, tensão de repouso 2.5V e uma sensibilidade de 40mV/A. Com isso é possível dizer que se na entrada IP+/IP- não estiver conduzindo corrente sua saída V_{out} terá o valor

de 2.5V, e para cada ampere circulando em sua entrada será acrescido a esse valor um potencial de 40mV. Já na polarização reversa a corrente pode chegar a -50A, contudo o valor de sua saída só chegará em -0.5V.

Como já discutido, a máxima tensão de entrada do conversor push-pull em regime permanente será de 38A. Nesta condição se levarmos em conta que para cada ampere de entrada teremos um acréscimo de 40mV na saída somada a tensão de repouso, a máxima tensão gerada no V_{out} do sensor será de 4.02V, o que se torna superior a tensão para saída do conversor A/D, estimada em 3V. Para solucionar este problema será acrescido um divisor de tensão resistivo com razão de R_4/R_3 de 2.94, o que sugere os valores comerciais escolhidos de 1k Ω e 3k Ω para R_3 e R_4 , respectivamente.

7.3 CIRCUITO MEDIDOR DA TENSÃO DE SAÍDA

Dentre os circuitos instrumentados aplicados a este projeto, o circuito medição de tensão na saída é o mais complexo uma vez que o referencial da tensão de entrada não mais poderá ser usado, isso porque há entre a saída e a entrada do conversor push-pull um componente isolador que impede que ambos usem a mesma referência para a leitura do sinal desejado. Sabido desta problemática, o que aparece como solução para este caso é o Opto-isolador Linear HCPL-7520.

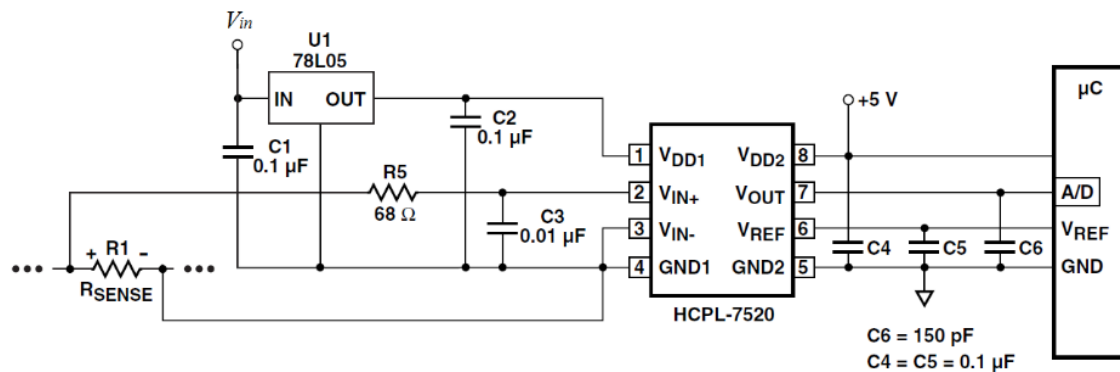
Este sensor opto-isolador tem por função medir a tensão no secundário de um conversor isolado a partir de um referencial de tensão do primário e assim fornecer um sinal de saída controlado correspondente a um nível entre -0.5V a 5.5V. O princípio de funcionamento deste dispositivo pode ser modelado de acordo com (60), onde V_{out} é Tensão de Saída, V_{in} é o Diferencial da Tensão de Entrada, ou seja, é a tensão medida entre as entradas V_{IN+} e V_{IN-} , e o V_{ref} é a Tensão de Referência do sensor.

$$V_{out} = \left(V_{in} \times \frac{V_{ref}}{0.512} \right) + \frac{V_{ref}}{2} \quad (60)$$

Para que V_{out} esteja dentro da faixa de operação dos conversores A/D é necessário dimensionar os valores que V_{in} e V_{ref} , uma vez que são eles que

definem o valor do sinal de saída do isolador. Um circuito típico para esta aplicação foi retirado do próprio *datasheet* do dispositivo e replicado na figura 18.

Figura 18: Aplicação do Opto-isolador HCPL-7520



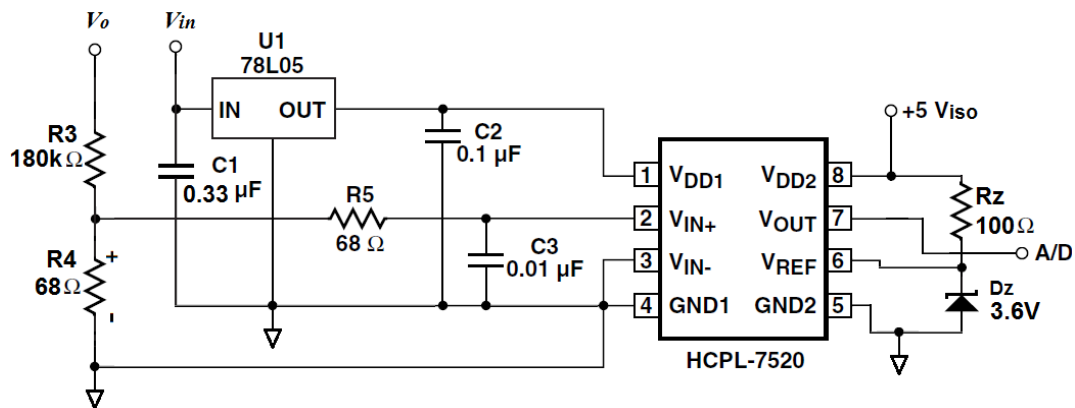
Fonte: TECHNOLOGIES, Agilent. *Agilent HCPL7520 Isolated Linear Sensing IC.S.* Clara, 2003.

Segundo os dados do próprio projeto, a tensão de saída a ser medida tem seu valor máximo de 450V, somado a isso, o fabricante descreve no *datasheet* do componente que a tensão diferencial de entrada será de $\pm 0.2V$, o que o tornaria impossibilitado de realizar a leitura sinal. Há então a aplicação de um circuito divisor de tensão na entrada deste circuito, para que se garanta que margem de operação da tensão diferencial seja obedecida.

Uma vez dimensionado que o divisor de tensão segurará o nível de operação da tensão diferencial com valores positivos e limitados até um potencial de 0.2V, é possível então que a partir de (60) calcular o valor do sinal de referência que será necessário energizar a fim de garantir que a saída V_{out} seja de até 3V.

Usando um circuito divisor de tensão energizado a partir da tensão de saída do conversor push-pull, ficou-se constatado que a razão entre as resistências R1 e R2 é de aproximadamente 2500, o que nos leva a atribuir a estas os valores de 68 Ω e 180k Ω , respectivamente. Para o controle da saída à 3V a partir da tensão de referência, utiliza-se um diodo zener 1N747A de 3.6V e 0.5W, com um resistor limitador de 100 Ω . A representação do circuito adaptado para um medidor de tensão é descrito pela figura 19.

Figura 19: Circuito Medidor de tensão da Saída

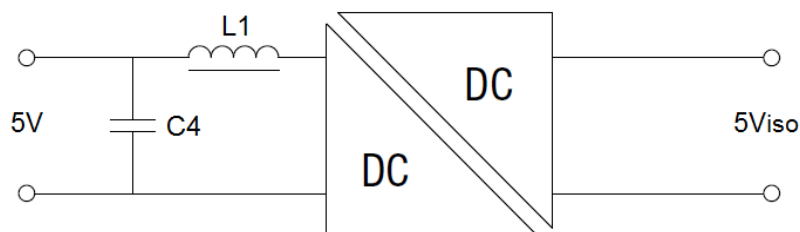


Fonte: Próprio do autor

Como mostrado na figura 19, o HCPL-7520 precisa de uma fonte de tensão isolada a ser inserida em V_{DD2} . Para que seja possível esta aplicação, será utilizado o CRE1S0505 que corresponde a um conversor CC/CC isolado que tem por característica um elevado ganho de tensão e uma isolação galvânica em torno de 1kV.

Para seu uso, o *datasheet* do componente expõe o uso de um compensador LC na entrada do conversor para que este elimine harmônicas presentes, devido ao próprio chaveamento do conversor push-pull. Segundo os valores estipulados pelo fabricante os valores do capacitor e indutor são respectivamente de $4.7\mu\text{F}$ e $4.7\mu\text{H}$, sendo este representado na figura 20 à topologia completa do circuito isolador.

Figura 20: Circuito da Fonte Isolada de 5V



Fonte: SOLUTIONS, Murata Power. *3kVDC Isolated 1W Single & Dual Output DC/DC Converters*. Mansfield, 2016.

8. CIRCUITOS PARA O CHAVEAMENTO DO CONVERSOR PUSH-PULL

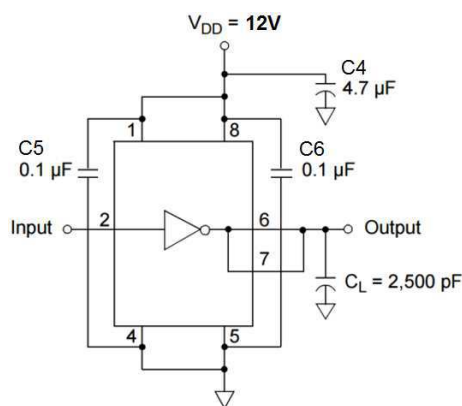
Como já descrito na seção anterior os sensores de tensão e corrente de entrada são referenciados ao primário do conversor, bem como dos circuitos de *driver* para o gatilho das chaves. Cada uma destas chaves é composta por um transistor MOSFET, acrescido em paralelo um circuito *snubber*, de modo a amortecer os transientes de alta tensão ocorridos na comutação das chaves. Em ambos os transistores o acionamento de dará por um circuito integrado TC4420, o qual recebe o sinal de comando diretamente do sistema de controle.

8.1 CIRCUITO INTEGRADO TC4420

O CI TC4420 é um driver não-inversor fabricados com CMOS para baixa potência. O dispositivo tem entrada TTL, que pode controlar as tensões de saída entre $V_{DD}+0,3V$ à $-5V$. Devido a sua potência, estes podem acionar três ou mais componentes discretos poupando área no projeto PCB, reduzindo o número de componentes e melhorando a confiabilidade geral do sistema.

Para este projeto o circuito integrado TC4420 receberá uma tensão V_{DD} de 12V, compatível com a energização do regulador de tensão 7812. No *datasheet* do componente é expresso um circuito base para implementação de circuitos chaveados por esse CI, expresso na figura 21.

Figura 21: Circuito Integrado TC4420



Fonte: Technology, Microchip. *6A High-Speed MOSFET Drivers TC4420*. Chandler, 2012.

O TC4420 receberá o sinal do sistema de controle na entrada Input corresponde ao pino 2 e fornecerá ao gate do transistor MOSFET a tensão necessária para o chaveamento do dispositivo, referido no pino 4, a saída output.

8.2 CIRCUITO *SNUBBER*

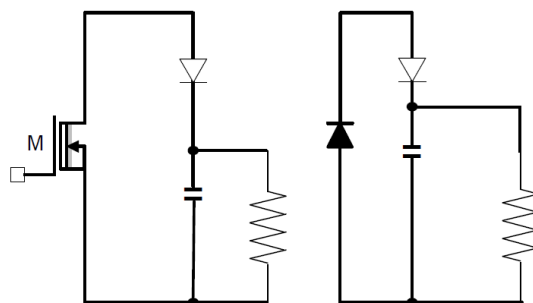
Os *snubbers* são circuitos amortecedores cuja finalidade é amortecer os transientes de alta tensão que ocorrem na comutação de uma carga. Estes transientes podem gerar interferências eletromagnéticas responsáveis por acionamento inadequado dos dispositivos de comutação, gerando danos em sua estrutura. Para este circuito, o *snubber* terá a função de proteger o transistor MOSFET, absorvendo a energia gerada pelo transformador na comutação das chaves.

Segundo Treviso (1999), os *snubbers* dissipativos tem por função evitar os picos elevados de tensão nos semicondutores de forma a protegendo-os. Para evitar este problema uma solução é utilização circuitos *snubbers*, associados em série ou paralelo com o componente a ser protegido, mantendo a chave numa faixa de operação segura.

A classificação dos *snubbers* pode ser do tipo *dissipativo*, em que o elemento resistivo dissipa o calor ou *não-dissipativo* quando a energia ou parte dela é regenerada, ou seja, devolvida ao circuito (Ferreira, 2009).

Ainda por Treviso (1999), o snubber é capaz de oferecer um percurso alternativo para a corrente, de modo sua atuação será máxima quanto mais próximo estiver o circuito snubber da chave semicondutora. A figura 22 mostra os esquemas mais comuns dos *snubbers* dissipativos.

Figura 22: *Snubbers* dissipativos convencionais para o MOSFET e o diodo.



Fonte: TREVISIO, C. H. *Retificador de 6KW, Fator de Potência Unitário, trifásico, Comutação não Dissipativa na Conversão CC/CC e Controle Sincronizado em Freqüência*. 1999.

Apesar de simples, existem diferentes métodos, dos mais variados graus de complexidade para o dimensionamento do circuito snubber. Um dos métodos mais comuns e com bons resultados para o cálculo da resistência e da capacitância do snubber é obtido respectivamente pelas equações (61) e (62) (Treviso, 1999; Ferreira, 2009):

$$R = \frac{V_{max}^2}{P} \quad (61)$$

$$C = \frac{-T_s}{R \times \ln\left(\frac{V_{c1}}{V_{c0}}\right)} \quad (62)$$

Seguindo os seguintes passos (TREVISO, 1999):

1. Verifica-se qual a tensão máxima que a chave semicondutora vai operar;
2. Dimensiona-se o resistor para que dissipe uma potência a escolher desta tensão.
3. Dado o valor da resistência, dimensiona-se o capacitor, que segundo Maniktala (2006), deve ser preferencialmente cerâmico, de modo que a tensão caia para 90% da tensão máxima.

Onde,

V_{c0} : Tempo inicial de carregamento/descarregamento de um capacitor.

V_{c1} : Tempo final de carregamento/descarregamento de um capacitor.

8.2.1 Dimensionamento do Circuito *Snubber*

A tensão máxima que as chaves serão submetidas é obtida pela equação (55), a potência escolhida do resistor utilizado no snubber será de 5 W para evitar sobreaquecimento da placa de circuito impresso, substituindo os valores na equação (61):

$$R = \frac{144.8^2}{5} \approx 4200\Omega$$

O resistor do snubber do conversor a ser utilizado será o valor comercial de $4.7k\Omega \times 5W$. O valor do capacitor será obtido através da equação (62), substituindo o valor de $T_s = 10\mu s$ pois, a frequência de chaveamento é de 100 kHz; o valor da resistência comercial utilizada no snubber que é de $4.7k\Omega$ e a relação entre V_{c_1} e V_{c_0} que será de 90% ou 0,9.

$$C = \frac{-10 \times 10^{-6}}{4.7 \times 10^3 \times 0.9} \approx 20nF$$

O capacitor do snubber do conversor a ser utilizado será o valor comercial de 22nF.

O diodo do snubber escolhido foi o diodo de alta velocidade UF4007 com as características expostas na figura 23:

Figura 23: Características do diodo UF4007.

Característica	Valor especificado
$V_{D_{max}}$	1000 V
$I_{D_{med}}$	1 A
$I_{D_{pico}}$	30 A
t_{rr}	75 ns

Fonte: Fairchild Semiconductor Corporation (2005).

9. SIMULAÇÃO DO CONVERSOR PUSH-PULL VIA MATLAB

Neste capítulo são mostrados e discutidos os resultados de simulação do conversor push-pull alimentado em corrente, simulações estas realizadas no software Simulink/Matlab R2016. Na figura 24 é mostrado o esquema do conversor no simulink/Matlab, com os parâmetros utilizados na simulações, assim como os valores dos componentes, descritos com os valores:

- Tempo de amostragem: $T_s = 1\mu s$
- Tensão de Entrada: $V_e = 30V$
- Resistência de Entrada: $R_i = 0.001\Omega$

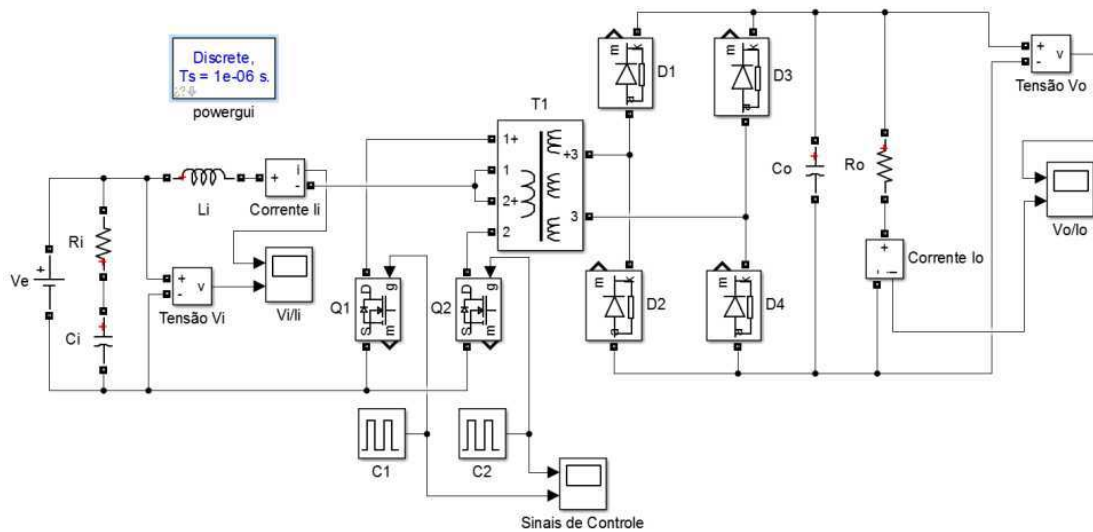
- Capacitor de Entrada: $C_i = 100\mu F$
- Indutor: $L_i = 12\mu F$
- Transformador
 - Potência: $P_{T1} = 800W$
 - Tensão nos Primários: $V_p = 70V$
 - Tensão no Secundário: $V_s = 420V$
- Sinais de controle:
 - Amplitude: $V_g = 10V$
 - Frequência de Chaveamento: $f = 100kHz$
 - Fase da chave C_1 : $\phi_{c2} = 0$
 - Fase da chave C_2 : $\phi_{c2} = 5\mu s$
- Capacitor de Saída: $C_o = 2.2\mu F$
- Resistência de Carga: $R_o = 267\Omega$

Para a execução a simulação do circuito no simulink/Matlab teve-se a necessidade de incrementar a estas duas resistências, R_i e R_o . A primeira foi descrita com o valor de 0.001Ω , sendo imposta pelo próprio simulador que a tivesse com um dado valor mínimo.

O valor de R_o foi determinado entretanto, considerando que esta representa uma carga resistiva de $600W$, na qual se deseja energizá-la com uma tensão de $400V$. Para isso, é considerado que essa será de,

$$R_o = \frac{V_o^2}{P} = \frac{400^2}{600} \approx 267\Omega$$

Figura 24: Esquema do Conversor push-pull alimentado em corrente no Simulink/Matlab



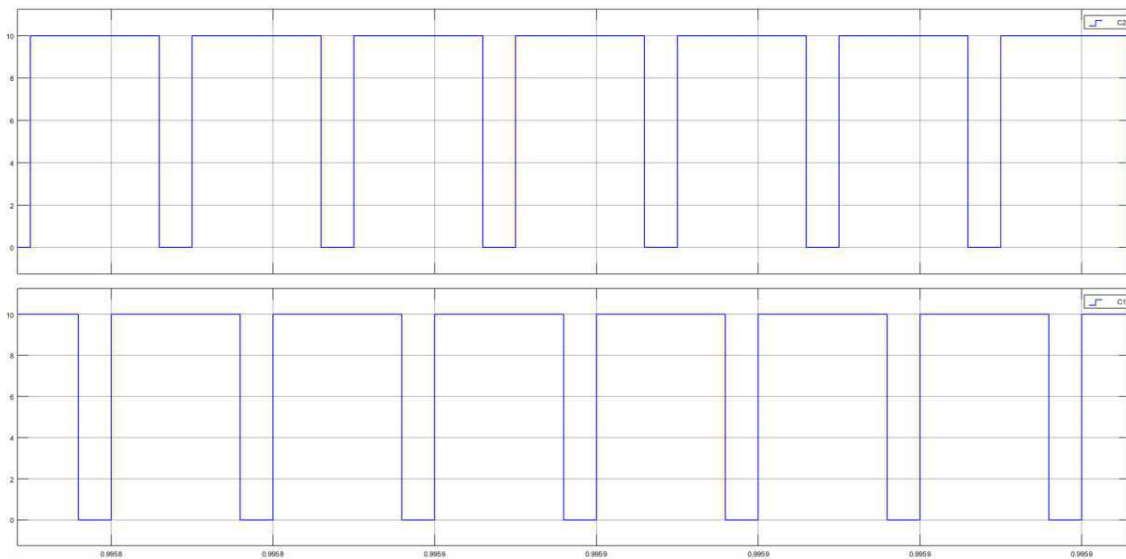
Fonte: Gerada no simulink

Como o ciclo ativo D representa a razão entre o período em que ambas as chaves estão fechadas sobre o período total de chaveamento, mostrada pela equação (33), o ciclo ativo de cada chave D' é então a metade do ciclo ativo do conversor. Logo, para calcular o *duty-cycle* das chaves basta substituir os parâmetros em (63), o que resulta em um cálculo de aproximadamente de 0.774, ou ainda, 77.4%.

$$D' = 1 - \frac{V_{in}}{2nV_o} \quad (63)$$

A ilustração dos períodos das chaves é mostrada na figura 25, ambas com um *duty-cycle* 77.4%, porém a a chave C_2 apresenta um deslocamento de fase em $5\mu\text{s}$, próprio da característica do conversor push-pull.

Figura 25: Sinal de controle das chaves Q1 com *duty-cycle* de 77.4%.



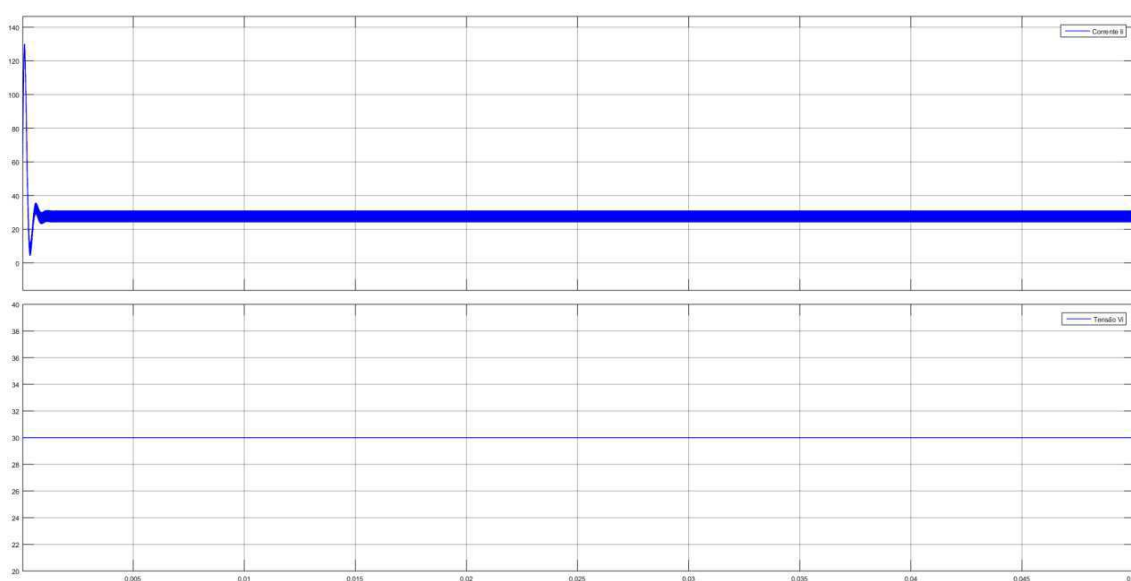
Fonte: Gerada no simulink.

Como em regime permanente o capacitor de entrada tende a ser visto pela fonte como uma chave aberto, diz-se que a corrente média da fonte é a própria corrente fornecida pelo painel fotovoltaico, logo por (52) teremos uma corrente de entrada dada:

$$I_i = \sqrt{\left(\frac{700}{30}\right)^2 + \frac{7.5^2}{12}} \approx 23.43A$$

Onde considerando a oscilação da corrente de entrada dada no projeto de 7.5A e a tensão do gerador de 30V. Constatado os valores na figura 26.

Figura 26: Sinal da Tensão e Corrente de Entrada com *duty-cycle* de 77.4%.

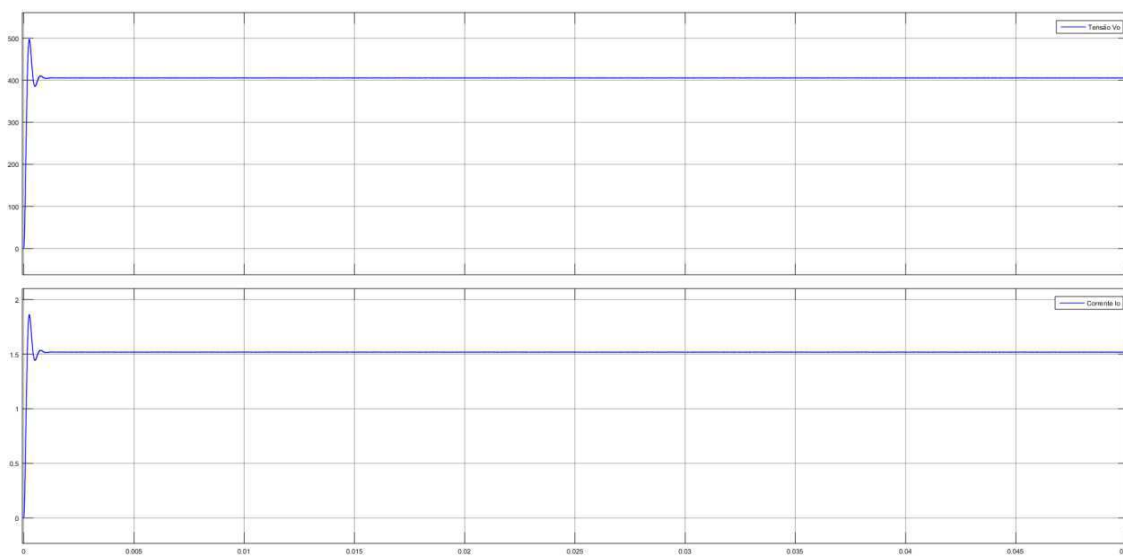


Fonte: Gerada no simulink.

O sinal da corrente de entrada do conversor apresenta uma oscilação típica de circuitos de segunda ordem. Isso se deve pela presença no circuito do primário de um conjugado LC, porém como o sistema é dito estável, ao entrar em regime permanente este tende a convergir a tensão descrita no projeto.

A corrente de saída do conversor é limitada pela corrente da carga, como esta apresenta uma potência de 700W para uma tensão controlada pelo conversor de 400V, a corrente na saída é de aproximadamente 1.62A, mostrado na figura 27.

Figura 27: Sinal da Tensão e Corrente de Saída com *duty-cycle* de 77.4%.



Fonte: Gerada no simulink.

10. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os sistemas fotovoltaicos têm surgido cada vez mais com o objetivo de disseminar a perspectiva de energia limpa e renovável, levando a diferentes nichos sociais a ideia de desenvolvimento tecnológico com crescimento sustentável. Porém o impedimento de pouca qualificação profissional, associado a baixos investimentos no setor, tem levado a estudos independentes dentro das próprias universidades de maneira a aprimorar seu desenvolvimento.

Esse trabalho buscou, além de fazer um levantamento bibliográfico sobre acerca dos sistemas fotovoltaicos, desenvolver uma técnica já conhecida para o dimensionamento dos conversores CC/CC isolados, de forma a projetar um conversor com topologia push-pull alimentado por corrente, comumente aplicado em sistemas fotovoltaicos.

Para isso, foram discutidos desde a fundamentação teórica sobre os componentes do sistema fotovoltaico até as técnicas de rastreamento na busca do ponto de máxima transferência de potência entre o gerador fotovoltaico e a carga. Em uma de suas aplicações o estudo fez referência a aplicações em sistemas de bombeamento fotovoltaico, uma vez que a grande parte destes usa o sistema fotovoltaico isolado, típico do sistema estudado.

No dimensionamento dos componentes do conversor push-pull foram vistos que os valores dos componentes calculados não correspondiam com os valores comerciais disponíveis. No entanto, na escolha destes valeram-se os valores mais próximos dos mensurados como também a faixa de tolerância que os mesmos operam, de maneira que os componentes presentes satisfazem as especificações do projeto.

Além do dimensionamento do conversor push-pull, foram desenvolvidos circuitos de medições de tensão de entrada e saída, e de tensão de saída com o objetivo de que estas variáveis medidas possam ser utilizadas em projetos futuros para o controle de chaveamento dos semicondutores. No projeto, os circuitos sensores limitaram a faixa das grandezas medidas em valores de 0-3V, o que corresponde, de maneira geral, a grande maioria dos conversores A/D dos sistemas de controle para o chaveamento do conversor.

Foi construído ainda, a estrutura de proteção e energização das chaves, o circuito snubber foi utilizado como forma de evitar picos de corrente sobre esta,

o que aumenta sua vida útil. No tocante a energização das chaves, foi utilizado drives de potência de maneira a garantir o interfaceamento entre as entradas D/A do controlador e os gates dos transistores MOSFET escolhidos.

Para a simulação, foram considerados os valores comerciais dos componentes, onde ao observando as simulações em malha aberta, constatou-se que os resultados verificados de entrada e saída foram compatíveis com a teoria proposta no dimensionamento do conversor push-pull.

Como sugestão a trabalhos futuros a confecção e montagem do sistema em placa do circuito traria uma visão mais empírica do processo, o que acarretaria em uma maneira mais lúdica, com funcionamento e teste de componentes físicos o que levaria a uma perspectiva mais real do sistema.

REFERÊNCIAS

ADHIKARI, N. et al. Analysis and Design of Isolated Solar-PV Energy Generating System. **Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**, 2011.

COSTA, Heitor Scalabrini. **Por que a energia solar não deslança no Brasil**. Carta Capital, Pernambuco, n. 856, ago. 2015. <<http://www.cartacapital.com.br/blogs/outras-palavras/por-que-a-energia-solar-nao-deslanca-no-brasil-3402.html>>. Data de acesso: 12 ago. 2016

Coelho, R.F., F.M. Concer, and D.C. Martins. **A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems**. in Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on. 2010.

CRESESB. **Energia solar princípios e aplicações**. 2006

DREHER, Jacson Rodrigo, **Conversores Boost-Flyback integrados para aplicações com alto ganho de tensão**. Disponível em <http://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/281/1/PB_PPGEE_M_Dreher,%20Jacson%20Rodrigo_2012.pdf>. Acesso em: 28 mai. 2014.

FERREIRA, A. L. B. **UPS de 5kV A, tipo Passive Stand-by, com integração de painéis solares**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, 8 2009.

HARTMANN L. V. **Otimização de sistemas fotovoltaicos**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Campina Grande, 92. 2009.

INTERTECHNOLOGY, Vishay. **Power MOSFET**. Atlanta, 2015. 5 p.

LUNA, M. L. M. **Comparação e validação de modelos elétricos de um diodo e dois diodos de um módulo fotovoltaico**. 2013. 74 f. Monografia (Graduação

em Engenharia Elétrica) - UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ, Fortaleza, 2013.

Luszcz, J.; Smolenski, R. **Low Frequency Conducted Emissions of Grid Connected Static Converters**. 25^o IEEE Industrial Electronics Society Conference, 2015. IECON 2015. p. 86-94.

MANIKTALA, S. *Switching Power Supplies A - Z*. Oxford: Elsevier Science, 2006.

MELLO, L. F. P. **Projetos de fonte chaveada: teoria e prática**. 3. ed. São Paulo: Editora Érica, 1990.

MICROSYSTEMS, Allegro. **Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 3 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor**. Worcester, 2016, 11 p.

M.KOLLING et al. Análise operacional de um sistema fotovoltaico de bombeamento de água. **Engenharia Agrícola**, Jaboticabal, v. 24, p. 527-535, set/dez 2004. ISSN 3.

PIMENTEL, C. E. F.; CAVALCANTE, T. T. **Projeto e desenvolvimento de um conversor cc-cc sepic com isolamento galvânica em alta frequência**. 2011. 108 f. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ, Curitiba, 2013.

PINHO, J. T. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos** 2014.

SEGUEL, J. I. L. **Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital**. 2009. 222 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte. 2009.

Silva, C. A. S. C. **Sistema de bombeamento fotovoltaico com motor de indução e sem baterias**. 2008. 172 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande. 2008.

SOLUTIONS, Murata Power. **3kVDC Isolated 1W Single & Dual Output DC/DC Converters**. Mansfield, 2016. 7 p.

TECHNOLOGY, Microchip. **6A High-Speed MOSFET Drivers TC4420**. Chandler, 2012. 22 p.

TECHNOLOGIES, Agilent. **Agilent HCPL-7520 Isolated Linear Sensing IC**. Santa Clara, 2003. 15 p.

T. Esram and P. L. Chapman, “**Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques**,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, Junho de 2007.

TREVISO, C. H. **Retificador de 6KW, Fator de Potência Unitário, trifásico, Comutação não Dissipativa na Conversão CC/CC e Controle Sincronizado em Frequência**. Tese (Doutorado) — Doutorado, Uberlândia–MG–Brazil, 1999.

VITORINO, M. A. **Sistema de bombeamento fotovoltaico com motor de indução e sem baterias**. 2008.172 f. Dissertação (Mestrado) – Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande.