

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA - DEE**

FELIPE GUILHERME STEIN

**CONVERSÃO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA COM RASTREAMENTO DE
MÁXIMA POTÊNCIA APLICADO AO CONVERSOR BOOST**

JOINVILLE, SC

Julho 2012

FELIPE GUILHERME STEIN

**CONVERSÃO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA COM RASTREAMENTO DE
MÁXIMA POTÊNCIA APLICADO AO CONVERSOR BOOST**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito para obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica

Orientador: Dr. Yales Rômulo de Novaes

JOINVILLE, SC

Julho 2012

FELIPE GUILHERME STEIN

**CONVERSÃO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA COM RASTREAMENTO DE
MÁXIMA POTÊNCIA APLICADO AO CONVERSOR BOOST**

Trabalho de Conclusão de Curso, Departamento de Engenharia Elétrica - DEE, Centro de Ciências Tecnológicas - CCT, Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, Bacharel.

Banca Examinadora

Orientador: _____
Dr. Yales Rômulo de Novaes
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Membro: _____
Dr. Alessandro Luiz Batschauer
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Membro: _____
Dr. Marcello Mezaroba
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

JOINVILLE, SC

Julho 2012

RESUMO

STEIN, Felipe Guilherme. **Conversão de energia solar fotovoltaica com rastreamento de máxima potência aplicado ao conversor boost**. Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade do Estado de Santa Catarina, Departamento de Energia Elétrica, Joinville, 2012.

Este trabalho de conclusão de curso apresenta o estudo de painéis solares fotovoltaicos, mostrando os parâmetros principais de células fotovoltaicas, seu modelo elétrico equivalente e a obtenção experimental dos mesmos com um painel solar constituído de 36 células fotovoltaicas em série. Em sequência, são apresentados alguns dos principais métodos de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) de painéis fotovoltaicos e é feito o projeto e construção de um conversor estático do tipo boost, com controle de corrente de entrada. Um algoritmo de MPPT é escolhido para implementação digital em um microcontrolador, o qual lê os sinais de tensão e corrente de saída dos painéis fotovoltaicos, através dos quais, determina a referência de corrente para o sistema de controle do conversor. Uma palavra digital de 8 bits contém o valor da referência de corrente, que é transformado em um valor analógico de tensão através de um conversor analógico-digital, servindo de referência para o compensador de corrente. O conversor boost operando com MPPT compõem o sistema elétrico do Barco Solar da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a participação em competições com demais universidades brasileiras.

Palavras-chave: Rastreamento de máxima potência. MPPT. Barco solar. Conversor boost.

"Concentre-se no pontos fortes, reconheça as fraquezas, agarre as oportunidades e proteja-se contra as ameaças."
(Sun Tzu)

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos que contribuíram para a realização deste trabalho, auxiliando e acreditando no projeto.

À equipe do Barco Solar UDESC, pelo trabalho em conjunto no desenvolvimento do Catamarã para o Desafio Solar Brasil. Ao Núcleo de Processamento de Energia Elétrica da UDESC/Joinville, pela disponibilidade dos laboratórios e de material e auxílio dos integrantes.

Ao grupo PET Engenharia Elétrica desta instituição, pela disponibilidade de espaço físico, carga horária e apoio para o trabalho.

Finalmente, agradeço à minha família, pelo apoio e amor em todas as horas.

Sumário

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	CONVERSÃO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA COM MPPT APLICADO AO CONVERSOR BOOST	12
1.2	CATAMARÃ SOLAR UDESC	12
2	A CÉLULA FOTOVOLTAICA	14
2.1	O EFEITO FOTOVOLTAICO	14
2.2	CÉLULAS FOTOVOLTAICAS	15
2.3	MODELAGEM DE UMA CÉLULA FOTOVOLTAICA	18
2.4	O MODELO DE DIODO	18
2.5	OBTENÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS DE UM MÓDULO FOTOVOLTAICO	19
2.5.1	Obtenção de R_s	19
2.5.2	Obtenção de R_{sh}	20
2.5.3	Obtenção de n	20
2.5.4	Obtenção de I_{so}	21
2.6	COMPORTAMENTO DO MÓDULO FOTOVOLTAICO	21
2.7	CURVAS CARACTERÍSTICAS DE UM MÓDULO FOTOVOLTAICO	22
2.7.1	O efeito da variação da radiação	23
2.7.2	O efeito da variação da temperatura	24
3	MÉTODOS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT)	28
3.1	PRINCIPAIS MÉTODOS DE MPPT	28
3.1.1	Método da Tensão Constante	28
3.1.2	Método Perturba e Observa	29
4	CONVERSOR BOOST	33
4.1	CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS DOS CONVERSORES CC-CC	33
4.2	O CONVERSOR BOOST	34
4.3	ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR BOOST	35
4.3.1	Primeira Etapa de Operação	35
4.3.2	Segunda Etapa de Operação	35
4.4	PROJETO DO INDUTOR	35
4.4.1	Especificações do Projeto do Indutor	36
4.4.2	Projeto físico do Indutor	36
4.4.3	Profundidade de penetração da corrente no cobre	37
4.5	PERDAS ELETRICAS NO INDUTOR	38
4.5.1	Perdas Elétricas no Cobre	38
4.5.2	Corrente Eficaz no Indutor	39
4.5.3	Perdas no material magnético	39
4.5.4	Elevação de Temperatura	39

4.6	FILTRO DE SAÍDA - ESFORÇOS E PROJETO DO CAPACITOR	39
4.6.1	Esforços no Capacitor	40
4.6.2	Perdas no Capacitor	40
4.7	ESFORÇOS E ESCOLHA DO INTERRUPTOR	40
4.7.1	INTERRUPTOR ESPECIFICADO	41
4.7.2	Perdas no Interruptor	42
4.7.3	Dissipador para o Interruptor	43
4.7.4	Esforços e Projeto do Diodo	44
4.7.5	Diodo Especificado	44
4.7.6	Perdas no Diodo	44
4.8	EFICIÊNCIA	45
4.9	LAYOUT	45
4.10	Placa Controle	46
5	CIRCUITO DE CONTROLE E COMANDO	47
5.1	CONTROLE DE CORRENTE DE ENTRADA	47
5.1.1	Modelagem do Conversor Boost	47
5.1.2	Projeto do Compensador de Corrente	48
5.1.3	Projeto do Circuito de Controle	53
5.1.4	O circuito integrado UC3525	54
5.1.5	A frequência de Comutação	55
5.2	CIRCUITO DE COMANDO	56
5.2.1	Driver de comando do Interruptor	56
5.2.2	A referência de Corrente do circuito de Controle	57
5.2.3	O microcontrolador PIC16F877A	58
5.2.4	Método MPPT	58
5.2.5	Leitura de Tensão V_{pv}	60
5.2.6	Leitura de Corrente I_{pv}	60
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	62
6.1	RESULTADOS DO CATAMARÃ SOLAR UDESC	62
6.2	ENSAIOS EM LABORATÓRIO	63
6.2.1	Corrente no Indutor	65
6.2.2	Tensão Dreno-Fonte do Interruptor	66
6.2.3	Tensão de Saída	66
6.2.4	Tensão no Diodo	67
6.3	O CONVERSOR OPERANDO COM MPPT	67
6.3.1	Potência de Entrada com MPPT	68
6.3.2	O Desafio Solar Brasil	68
7	CONCLUSÃO	70
8	ANEXO	72
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	77

Lista de Figuras

1.1	Projeto Mecânico	13
1.2	Diagrama Elétrico do Barco Solar	13
2.1	Espectro eletromagnético	15
2.2	Módulo Fotovoltaico	16
2.3	Característica I-V e P-V de uma célula fotovoltaica do módulo SW130 PolyR6A	17
2.4	Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica	18
2.5	Circuito equivalente para obtenção de R_s	20
2.6	Circuito equivalente para obtenção de R_{sh}	20
2.7	Corrente - efeito da variação de radiação	23
2.8	Potência - efeito da variação de radiação	24
2.9	Corrente - efeito da variação de temperatura	25
2.10	Potência - efeito da variação de temperatura	26
2.11	Potência versus Corrente - efeito da variação de temperatura	27
3.1	Potência - efeito da variação de radiação	29
3.2	Potência - efeito da variação de temperatura	29
3.3	Curva de Potência x Corrente	31
3.4	Método Hill Climbing (Perturba e Observa) com perturbação na corrente	32
4.1	Conversor CC-CC	33
4.2	Ganho Estático do Conversor Boost em função de D	34
4.3	1ª Etapa de operação	35
4.4	2ª Etapa de operação	35
4.5	Construção do Indutor	38
4.6	Layout da placa do conversor Boost - à direita, parte superior do cobre; à esquerda, parte inferior, parte de cobre do verso da placa	45
4.7	Layout da placa do conversor Boost - à direita, parte superior do cobre; à esquerda, parte inferior, parte de cobre do verso da placa	46
4.8	Layout da placa do conversor Boost - à direita, parte superior do cobre; à esquerda, parte inferior, parte de cobre do verso da placa	46
5.1	Modelo equivalente do boost	47
5.2	Malha de circuito do conversor	48
5.3	Sistema de controle do conversor	49
5.4	Resposta de ganho e fase do Boost	50
5.5	Resposta de ganho e fase do Boost	51
5.6	Resposta de ganho e fase do Compensador	52
5.7	Resposta de ganho e fase do Sistema	53
5.8	Circuito Elétrico equivalente do Compensador	53
5.9	Circuito Elétrico do Modulador	54

5.10 UC3525A - Esquema elétrico interno	55
5.11 Saída PWM - UC3525A	56
5.12 Driver de comando de Mosfet	57
5.13 Malha de Controle	57
5.14 Conversor Digital Analógico	58
5.15 PIC16F877A	58
5.16 Método Hill Climbing (Perturba e Observa) com perturbação na corrente	59
5.17 Sensor de Tensão	60
5.18 Sensor de Corrente	61
6.1 Diagrama Elétrico do Barco Solar	62
6.2 Bateria Optima Yellowtop e Motor	63
6.3 Diagrama Elétrico Completo	64
6.4 Arranjo de painéis fotovoltaicos	64
6.5 Tensão de referência e Corrente no indutor	65
6.6 Tensão de referência e Corrente no indutor	65
6.7 Tensão dreno-fonte no interruptor	66
6.8 Tensão de saída	66
6.9 Tensão no diodo sem snubber	67
6.10 Tensão no diodo com snubber	67
6.11 Potência de saída do arranjo fotovoltaico	68
6.12 Troféu de melhor projeto	69

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros nominais do módulo @STC	21
2.2	Standard Test Conditions	22
2.3	Parâmetros de uma célula	22
4.1	Ganho Estático dos Conversores	34
4.2	Especificações do Indutor de Entrada	36
4.3	Parâmetros para construção do indutor	36
4.4	especificações do núcleo Magmattec	37
4.5	Especificações do condutor esmaltado	38
4.6	Especificações dos enrolamentos	38
4.7	Especificações do filtro de saída	39
4.8	Especificações do capacitor de saída	40
4.9	Características do Interruptor	41
4.10	Perdas para diferentes associações	41
4.11	Especificações para o dissipador	43
4.12	Especificações para o dissipador	43
4.13	Especificações para o dissipador	44
5.1	Especificações do Conversor Boost	49
5.2	UC3525A	54
5.3	Especificações do Sensor Hall	60

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONVERSÃO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA COM MPPT APLICADO AO CONVERSOR BOOST

Neste trabalho pretende-se desenvolver um sistema eletrônico de processamento de energia elétrica gerada por um arranjo fotovoltaico que seja capaz de entregar a potência à um barramento de corrente contínua. Painéis solares fotovoltaicos são compostos de células fotovoltaicas, junções semicondutoras de silício que convertem a energia do espectro eletromagnético irradiado pelo sol em corrente elétrica. O sistema eletrônico será composto de um conversor CC-CC elevador de tensão, o qual converte um nível de tensão na entrada para outro nível de magnitude superior na saída. O conversor será responsável por transferir a energia fotogerada para um conjunto de baterias, formando um barramento de 24V.

O objetivo principal do trabalho é a implementação digital do algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT). Como plataforma de testes, será adotado o sistema do barco solar. O sistema será dimensionado para comportar na sua entrada seis painéis solares de 130W cada um, conectados em paralelo, bem como duas baterias de 12V/41Ah conectadas em paralelo na sua saída. Este sistema será utilizado no Barco Solar da equipe da Universidade do Estado de Santa Catarina, formada por acadêmicos de engenharias elétrica, mecânica e de produção e sistemas, que pretende participar de competições a nível nacional envolvendo barcos movidos à energia solar.

Neste trabalho serão abordados os aspectos principais de painéis fotovoltaicos, incluindo a fundamentação física do efeito fotovoltaico e a modelagem matemática de modelos elétricos correspondentes destes painéis. Desta maneira pretende-se encontrar os parâmetros elétricos dos painéis solares do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE) do Departamento de Engenharia Elétrica da UDESC Joinville.

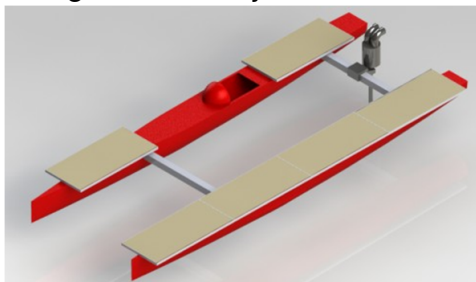
O sistema eletrônico de potência será projetado e construído de acordo com os conceitos fundamentais da área e seu funcionamento será avaliado ao final.

Por fim, pretende-se iniciar o estudo de energia solar fotovoltaica na UDESC, viabilizando informações para trabalhos futuros.

1.2 CATAMARÃ SOLAR UDESC

O Barco Solar UDESC é um projeto extracurricular que agrega alunos do curso de engenharia da UDESC-Joinville e visa a construção de barcos movidos a energia solar. Este veículo estilo catamarã é avaliado em etapas nacionais organizadas pelo Pólo Náutico da UFRJ.

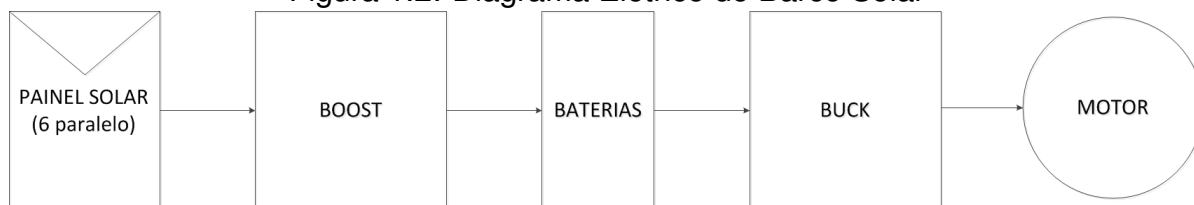
Figura 1.1: Projeto Mecânico



Fonte: produção do autor

O Desafio Solar Brasil é um rali de barcos movidos a energia solar, que visa estimular o desenvolvimento de tecnologias para fontes limpas de energias alternativas e renováveis. Caracteriza-se com o início de uma articulação internacional, pois inspira-se na Frisian Solar Challenge, competição realizada a cada dois anos na Holanda e que constitui-se no principal evento europeu para embarcações solares. Nela, os participantes percorrem 220 quilômetros de canais de 11 cidades da região da Frísia, no norte do país. Atualmente a equipe conta com 23 alunos dos cursos de Engenharia e 04 professores colaboradores. É um Projeto de Ensino do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade. A figura 6.1 apresenta o diagrama elétrico da embarcação.

Figura 1.2: Diagrama Elétrico do Barco Solar



Fonte: produção do autor

O conversor boost desenvolvido neste trabalho, com MPPT implementado em microcontrolador, foi utilizado na embarcação solar do tipo catamarã da equipe Solar UDESC. Ele faz parte do sistema eletrônico, fazendo a carga das baterias. A energia dos painéis solares passa pelo conversor e é utilizada para movimentar o motor, além de o excedente ser armazenado nas baterias.

2 A CÉLULA FOTOVOLTAICA

2.1 O EFEITO FOTOVOLTAICO

O efeito fotovoltaico é o fenômeno que possibilita a transformação da energia contida na radiação eletromagnética proveniente do sol diretamente em energia elétrica. Edmond Becquerel foi um físico francês que estudou o espectro solar, magnetismo, electricidade e a óptica e no ano de 1839 observou que a incidência de luz em um dos eletrodos de uma célula eletrolítica originava uma diferença de potencial e denominou este fenômeno de efeito fotovoltaico [16].

Um cristal de silício na forma pura é chamado de silício intrínseco. Ele possui uma banda preenchida por elétrons, chamada de banda de valência e outra, de nível mais alto sem nenhum tipo de carga chamada de banda de condução. Na banda de valência, um semiconductor intrínseco possui a mesma quantidade de elétrons e lacunas. Entre as duas bandas existe uma outra banda na qual os elétrons não podem ocupar, chamada de banda proibida ou *gap*. Uma propriedade do silício é a de que uma certa quantidade de energia fornecida por fótons é capaz de fazer com que um elétron passe da banda de valência para a de condução. Então, com uma estrutura apropriada é possível aproveitar este efeito para gerar uma corrente útil. Quando se adiciona uma outra substância à um semiconductor intrínseco obtém-se o semiconductor extrínseco, ou dopado. O silício chamado dopado é aquele obtido da inserção de uma certa quantidade de outro elemento. Adicionando-se elementos trivalentes (com 3 elétrons na camada de valência) como o Boro forma-se cristais de silício tipo P (positivo), com falta de elétrons (ou excesso de lacunas). Adicionando-se elementos pentavalentes (com 5 elétrons na camada de valência) como o Fósforo forma-se cristais dopados do tipo N (negativo), com excesso de elétrons. Nesse caso, necessita-se de somente uma pequena quantidade de energia para liberar este elétron para a banda de condução [14].

Quando se une os substratos tipo P e tipo N obtém-se uma junção P-N. Nesta união alguns elétrons do lado N se difundem para o lado P e algumas lacunas do lado P se difundem para o lado N, formando recombinações. Assim ocorre um acúmulo de elétrons no lado P e de cargas positivas (lacunas) do lado N, formando um campo elétrico nas proximidades da junção, a chamada camada de depleção. Desta forma surge uma diferença de potencial entre o lado P e o lado N, a tensão de polarização direta do diodo (V_{pn}). Esta diferença de potencial entre P e N age como uma barreira para a difusão de mais cargas de um lado para o outro, cessando as recombinações.

Quando fótons de luz incidente sobre uma célula fotovoltaica atinge a junção P-N fornecem energia para que os elétrons passe da camada de valência para a de condução, atravessando a banda proibida (*band gap*), acumulando elétrons livres do lado N e lacunas (falta de elétrons) do lado P. Quanto maior for o número de fótons incidentes maior será a quantidade de pares elétron-lacuna formados. Desta forma, surge uma diferença de potencial entre o lado P e o lado N. Finalmente, conectando-se terminais elétricos ao lado P e ao lado N é possível conectar um circuito elétrico,

fazendo com que os elétrons do lado N circulem para o lado P e esta energia elétrica gerada seja aproveitada.

A equação (2.1) apresenta a energia de um fóton (E_{foton}) para uma dada frequência (ν). A constante de Planck é representada por h , sendo $h = 4,138 \cdot 10^{-15} eV$.

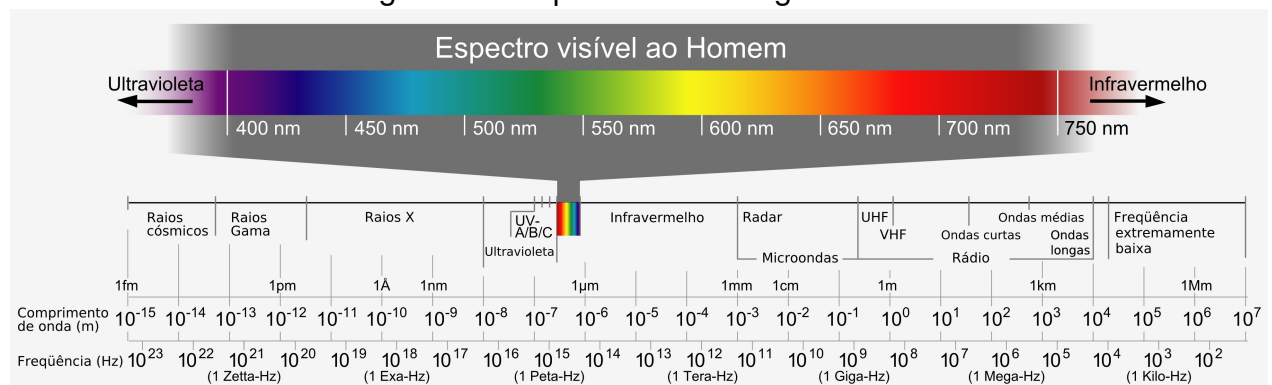
$$E_{foton} = h\nu \quad (2.1)$$

No entanto, este fóton precisa ter uma certa energia para fornecer aos elétrons e permitir que estes vençam a barreira de potencial do silício, E_g (do inglês energia de gap). Assim, devemos satisfazer a relação $E_{foton} > E_{gSi} = 1,12eV$, onde $E_{gSi} = 1,12eV$ é a energia necessária para vencer a barreira de potencial (gap) para o Silício. A equação (2.2) apresenta o comprimento de onda máximo para a onda incidente ser capaz de arrancar um elétron da camada de valência. A variável $v = 3 \cdot 10^8 m/s$ representa a velocidade da luz.

$$\lambda < \frac{v}{\frac{E_g}{h}} = \frac{3 \cdot 10^8}{\frac{1,12}{4,138 \cdot 10^{-15}}} = 1,11 \mu m \quad (2.2)$$

Portanto as células de silício convertem a energia de ondas eletromagnéticas com frequência acima do infravermelho (comprimentos de onda menores que do IR) de acordo com a figura (2.1).

Figura 2.1: Espectro eletromagnético



Fonte: www.cresesb.cepel.br

2.2 CÉLULAS FOTOVOLTAICAS

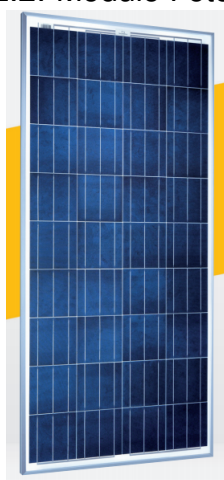
Em meados do século XX foram desenvolvidas as primeiras células fotovoltaicas, por cientistas da área espacial, que buscavam uma forma eficiente de fornecer energia aos equipamentos dos satélites colocados em órbita. Desde então, a energia solar fotovoltaica tem-se desenvolvido de forma acelerada [3].

As células solares são, de forma geral, dispositivos semicondutores fotossensíveis, em sua grande maioria construídos com silício amorfo, silício cristalino ou policristalino [3]. Uma célula solar cristalina pode ser vista como um diodo de silício com uma grande sessão transversal. Na escuridão a curva característica i-v de uma célula solar corresponde àquela da junção P-N de um diodo normal e a célula não fornece nenhuma potência de saída. Por sua vez, a iluminação da célula fotovoltaica gera carregadores de cargas livres que são elétrons do lado N e lacunas (falta de elétrons)

do lado P, o que permite a geração de corrente, proporcional à radiação incidente na célula solar [18].

A figura (2.2) apresenta um módulo fotovoltaico composto pela associação de diversas células. As maiores vantagens do uso de células fotovoltaicas em relação a outras formas de geração de energia elétrica são: um pequeno tempo de projeto e instalação para um novo sistema se comparado com outras fontes gerações de energia (como hidrelétricas), potência de saída coincidente com picos de demanda da carga, estrutura estática, sem partes moventes, e longa vida útil de painéis e conversores. Também não apresenta ruído audível, além de que o sistema de geração possui alta capacidade de potência por unidade de massa [10]. Ainda, finalmente, constitui-se em uma fonte inesgotável de energia livre de poluição.

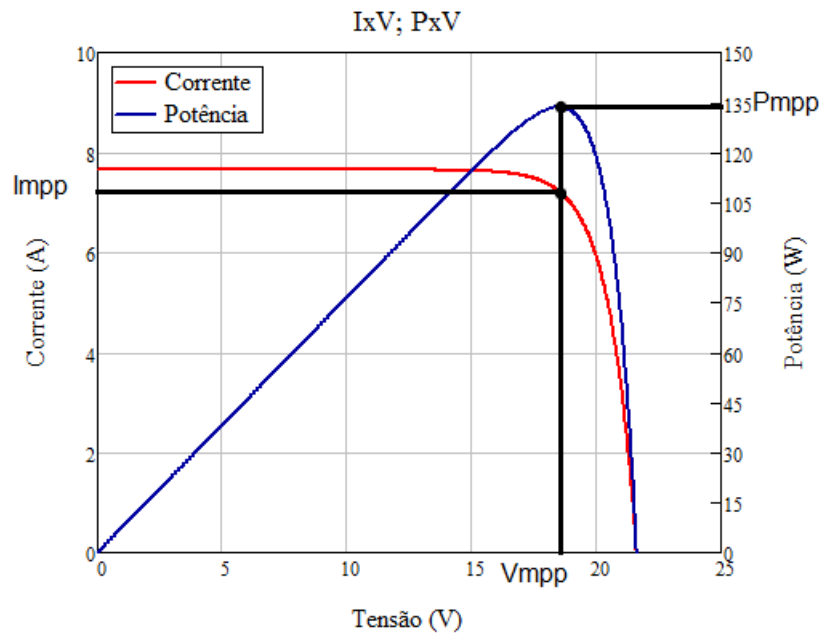
Figura 2.2: Módulo Fotovoltaico



Fonte: produção do autor

Um módulo fotovoltaico consiste da associação de várias células em série e/ou em paralelo, para obter os níveis de tensão e corrente de saída que forem desejados. A figura (2.3) mostra a característica típica da curva de corrente por tensão de um módulo fotovoltaico do fabricante SolarWorld do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE) da UDESC. O módulo em questão é o Sunmodule SW130 poly R6A, composto por 36 células de silício policristalino associadas em série e 130W de potência. A potência de saída fornecida pelo módulo não é sempre a mesma, variando com a radiação incidente e a temperatura. Desta forma, é preciso que um conversor estático conectado aos painéis utilize uma técnica que procura fazê-lo operar no ponto de máxima potência dos painéis. Conforme a figura (2.3) este ponto está situado no "joelho" formado na curva de corrente por potência. Isso significa buscar a operação na tensão e corrente de saída para a qual o painel opere neste "joelho" da curva de potência. Operando neste ponto o produto tensão-corrente será o máximo para uma determinada situação de radiação e temperatura. Na figura (2.3), V_{mpp} representa a tensão, I_{mpp} representa a corrente e P_{mpp} representa a potência para o ponto de operação no qual o painel fornece a máxima potência.

Figura 2.3: Característica I-V e P-V de uma célula fotovoltaica do módulo SW130 PolyR6A



Fonte: produção do autor

A eficiência de uma célula solar depende das características do semicondutor, da qualidade de cada material empregado e da tecnologia de sua fabricação. Geralmente, a eficiência de uma célula solar considerando módulos comerciais, dada pela razão entre a potência elétrica gerada e a radiação solar incidente nos módulos, está em torno de 6 a 16 % [14].

Essa baixa eficiência de conversão, associada ao alto custo são os maiores obstáculos da geração de energia elétrica com células fotovoltaicas. Para que se aumente a eficiência, é necessário garantir que o sistema opere o maior tempo possível no ponto de máxima potência dos painéis. Porém, devido à sua característica externa de corrente por tensão, este ponto é variável e extremamente dependente das condições atmosféricas, principalmente da radiação solar e temperatura, e demanda, as quais alteram significativamente o desempenho de um módulo [5].

Segundo [17], a eficiência máxima de conversão das células de silício cristalino é, por característica natural, de 24,7%, sendo este um limite físico. Como quando as células são montadas para formar-se um módulo a eficiência do módulo se reduz para 6 a 16%, é importante que se obtenha o máximo de energia no menor tempo possível, isto é, a maior potência possível.

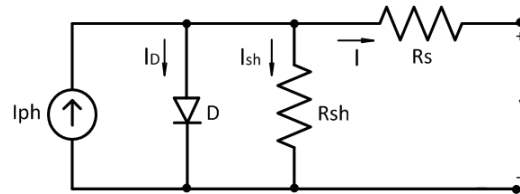
Outra característica importante em uma célula fotovoltaica é o fator de forma (FF). Este fator expressa o quanto a curva IxV de saída da célula se aproxima de um retângulo. Este fator fica na casa entre 0,7 e 0,8 para células de Silício [9]. O FF é definido pela equação (2.3). Quanto maior for o FF maior é a qualidade da célula, pois apresenta uma característica mais próxima de uma fonte de corrente sem perdas, onde a corrente de saída praticamente não é alterada com a alteração da tensão de saída.

$$FF = \frac{I_{mpp} \cdot V_{mpp}}{I_{sc} \cdot V_{oc}} \quad (2.3)$$

2.3 MODELAGEM DE UMA CÉLULA FOTOVOLTAICA

Como já foi apresentado anteriormente, uma célula solar fotovoltaica consiste de uma junção P-N de silício. Portanto, uma célula assemelha-se a um diodo de silício com uma grande área de junção. Na presença de luz, por sua vez, esta mesma célula gera corrente elétrica proporcional à radiação eletromagnética incidente, tendo característica de fonte de corrente. Ainda, existem perdas por corrente de fuga no semicondutor, bem como perdas ôhmicas no próprio material da célula e nos contatos elétricos que coletam a corrente elétrica gerada. Assim pode ser criado um modelo elétrico que representa uma célula fotovoltaica de silício. Este modelo é mostrado na figura (2.4). Ele é utilizado pelos autores de [17, 12, 8, 3, 14, 9]. Há variações para este modelo, conforme [18, 15, 10], que utilizam dois diodos em paralelo para representar a célula. Para a modelagem de células fotovoltaicas neste trabalho será utilizado o modelo da figura (2.4), que será chamado de Modelo de Diodo.

Figura 2.4: Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica



Fonte: produção do autor

2.4 O MODELO DE DIODO

Para caracterizar uma célula fotovoltaica e poder avaliar o comportamento de tensão por corrente e de tensão por potência a partir do modelo elétrico é necessário equacionar o circuito elétrico da figura (2.4). A equação (2.4) mostra a equação de nó para o circuito. A fotocorrente I_{ph} é a corrente gerada pela presença de radiação sobre a célula.

$$I_{ph} = I_D + I_{sh} + I \quad (2.4)$$

A equação (2.5) por sua vez, mostra uma aproximação rigorosa para a relação i-v [2]. A corrente de saturação I_{sat} é proporcional à área da seção transversal da junção P-N e é constante para uma dada temperatura, k é a constante de Boltzmann, q a carga do elétron, T a temperatura, v_d é a tensão sobre o diodo e n é um fator de idealidade também do diodo.

$$I_D = I_{sat} \cdot (e^{\frac{v_d \cdot q}{n k T}} - 1) \quad (2.5)$$

A tensão sobre o diodo (v_d) é dada pela equação (2.6). R_s é a resistência série da célula e V a tensão de saída.

$$v_d = I \cdot R_s + V \quad (2.6)$$

A corrente de fuga que passa pela resistência shunt é representada na equação (2.7).

$$I_{sh} = \frac{v_d}{R_{sh}} = \frac{I \cdot R_s + V}{R_{sh}} \quad (2.7)$$

Colocando as equações (2.5), (2.6) e (2.7) em (2.4) obtém-se a equação (2.8). A corrente de curto circuito da célula é I_{sc} , medida à uma temperatura de referência T_o , enquanto S é a radiação.

$$I = I_{sc} - I_{sat} \cdot \left(e^{\frac{(I \cdot R_s + V)q}{nkT}} - 1 \right) - \frac{I \cdot R_s + V}{R_{sh}} \quad (2.8)$$

A equação (2.8) representa o comportamento de corrente por tensão para uma célula fotovoltaica. A fonte de corrente I_{ph} bem como a corrente de saturação I_{sat} são dependentes da temperatura e da potência solar incidente. Segundo [9] a dependência destes parâmetros da temperatura e radiação é decrita pelas equações 2.9 e 2.10. Já I_{so} é a corrente de saturação de referência em T_o e E_g é a energia para um elétron atravessar da banda de valência para a banda de condução no Silício.

$$I_{ph} = [I_{sc} + \alpha T \cdot (T - T_o)] \cdot \frac{S}{1000} \quad (2.9)$$

$$I_{sat} = I_{so} \left(\frac{T}{T_o} \right)^3 \cdot e^{\left(\frac{qE_g}{nk} \cdot \left(\frac{1}{T_o} - \frac{1}{T} \right) \right)} \quad (2.10)$$

Com as equações 2.8, 2.9 e 2.10 é possível caracterizar completamente uma célula fotovoltaica - e por extensão um módulo fotovoltaico. Os parâmetros R_s e R_{sh} são considerados constantes.

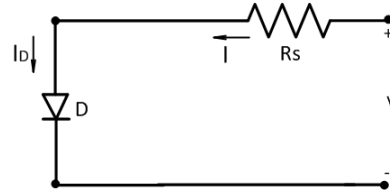
2.5 OBTENÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS DE UM MÓDULO FOTOVOLTAICO

De maneira a caracterizar um módulo fotovoltaico comercial através das equações apresentadas na seção 2.4 é necessário que se conheça os parâmetros associados à este módulo em específico. Aqui é apresentada a obtenção de cada um dos parâmetros mencionados na seção 2.6.

Existem métodos associados à obtenção de cada um destes parâmetros, descritos em [11].

2.5.1 Obtenção de R_s

Partindo do modelo do diodo conforme a figura (2.4) é possível observar que no escuro, com $I_{ph} \approx 0$, a fonte de corrente desse modelo é zerada, formando um circuito aberto. Para a obtenção de R_s , conecta-se uma fonte de tensão externa ao módulo, polarizando diretamente o diodo, não excedendo a tensão nominal de circuito aberto do módulo, donde obtém-se o circuito equivalente mostrado na figura (2.5).

Figura 2.5: Circuito equivalente para obtenção de R_s 

Fonte: produção do autor

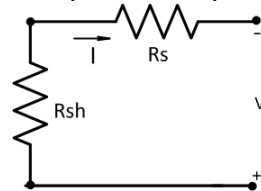
Considerando R_{sh} muito maior que a resistência interna do diodo e considerando esta desprezível, a equação (2.11) fornece R_s .

$$R_s = \frac{V}{I_D} \quad (2.11)$$

2.5.2 Obtenção de R_{sh}

Para este caso também utiliza-se de um ensaio feito no escuro, cobrindo completamente o módulo e procedendo os testes em ambiente escuro, de modo que se tenha a luminosidade incidente zerada.

Para obter-se R_{sh} é conectada ao módulo uma fonte externa de tensão, sem exceder o valor especificado pelo fabricante para tensão de circuito aberto. Desta vez conecta-se a fonte de modo a polarizar o diodo reversamente, obtendo o circuito equivalente mostrado na figura (2.6)

Figura 2.6: Circuito equivalente para obtenção de R_{sh} 

Fonte: produção do autor

Assim garante-se que a corrente circula apenas pela malha formada por R_s e R_{sh} , donde obtém-se R_{sh} com a equação (2.12).

$$R_{sh} = \frac{V}{I} - R_s \quad (2.12)$$

2.5.3 Obtenção de n

Este ensaio é feito com carga. Na condição de iluminação, a corrente que passa pelo diodo pode ser determinada pela equação (2.13).

$$I_d = I_{sc} - I \frac{V}{R_{sh}} \quad (2.13)$$

Considerando que o valor de R_s é desprezível frente à R_{sh} , a tensão sobre o diodo pode ser aproximada pela tensão V na saída do módulo. O fator de idealidade da junção P-N n é uma constante dependente do material de construção da célula. Com

a obtenção da tensão e corrente sobre o diodo pode ser encontrado o fator n . A equação (2.14) relaciona dois pontos da curva do diodo, para obter-se um melhor valor de n .

$$\frac{I_{d1}}{I_{d2}} = \frac{e^{\frac{qV_{d1}}{nkT}} - 1}{e^{\frac{qV_{d2}}{nkT}} - 1} \quad (2.14)$$

Para valores de tensão $V_d > 0,3$ tem-se $e^{\frac{qV_d}{nkT}} \gg 1$, que resulta na equação (2.15) que calcula n [11].

$$n = \frac{q \cdot (V_{d1} - V_{d2})}{kT \cdot \ln(I_{d1} - I_{d2})} \quad (2.15)$$

2.5.4 Obtenção de I_{so}

Para a obtenção da corrente de saturação do diodo I_{so} utiliza-se a condição de circuito aberto, com a equação (2.16) aplicada com os parâmetros já obtidos de n e R_{sh} [11].

$$I_{so} = \frac{I_{so} - \frac{V_{oc}}{R_{sh}}}{e^{\frac{qV_{oc}}{nkT}} - 1} \quad (2.16)$$

2.6 COMPORTAMENTO DO MÓDULO FOTOVOLTAICO

O módulo fotovoltaico utilizado neste trabalho será o Sunmodule SW130 poly R6A da SolarWorld. Para determinação do comportamento das células que compõem o módulo será utilizada a equação (2.8). Para tanto é preciso determinar os parâmetros referentes ao módulo. O fabricante fornece os dados presentes na tabela 2.1.

Tabela 2.1: Parâmetros nominais do módulo @STC

Modelo	SW130 poly R6A
P_{max}	130W ($\pm 5\%$)
I_{sc}	7,65A
V_{oc}	21,9V
V_{mpp}	17,7V
I_{mpp}	7,38A

Fonte: produção do autor

Os dados da tabela (2.1) são obtidos em STC, condições de teste padrão (Standard Test Conditions) definidas pela IEC 61215 "Crystalline silicon terrestrial photovoltaic (PV) modules – Design qualification and type approval", conforme a tabela (2.2).

I_{sc} é a corrente de curto circuito, que é praticamente igual a fotocorrente gerada I_{ph} , V_{oc} é a corrente de circuito aberto e V_{mpp} e I_{mpp} são, respectivamente, a tensão e corrente do ponto de máxima potência.

A radiação solar quando atravessa a atmosfera sofre absorção desigual dependendo do comprimento de onda do espectro eletromagnético. A magnitude dessa

alteração depende da composição da atmosfera e do comprimento do caminho percorrido pelos raios solares. Este caminho é denominado massa de ar (Air Mass) e o valor adotado é de 1,5 (adimensional).

Tabela 2.2: Standard Test Conditions

Potência de radiação Incidente	$1000W/m^2$
Temperatura Ambiente	$25^{\circ}C$
Air Mass (AM)	1, 5

Fonte: produção do autor

Através de medições em laboratório, realizadas com o bolsista Rodrigo Patrício Dacol, de acordo com procedimentos apresentados na seção 2.5 foram obtidos os demais parâmetros para uma célula fotovoltaica, que compõem a equação (2.8) e estão descritos na tabela (2.3), com exceção das constantes q carga do elétron, E_g energia de gap do silício e k constante de Boltzmann. Além disso, o fator αT , que representa um fator de correção por temperatura, foi obtido em [9].

O módulo SolarWorld utilizado é formado pela associação de 36 células como esta. Os resultados apresentados correspondem a uma célula. Os parâmetros foram obtidos à uma temperatura ambiente de em torno de $25^{\circ}C$.

Tabela 2.3: Parâmetros de uma célula

I_{so}	$1,66 \cdot 10^{-8}A$
n	1,1735
αT	$1,18 \cdot 10^{-3}A/K$
R_s	0.01261Ω
R_{sh}	500Ω
q	$1,602 \cdot 10^{-19}J/K$
E_g	$1,1eV$
T_o	$298K$

Fonte: produção do autor

A fonte de corrente I_{ph} bem como a corrente de saturação I_{sat} são dependentes da temperatura e, portanto, os valores apresentados na tabela (2.3) são válidos para as condições estabelecidas na STC.

2.7 CURVAS CARACTERÍSTICAS DE UM MÓDULO FOTOVOLTAICO

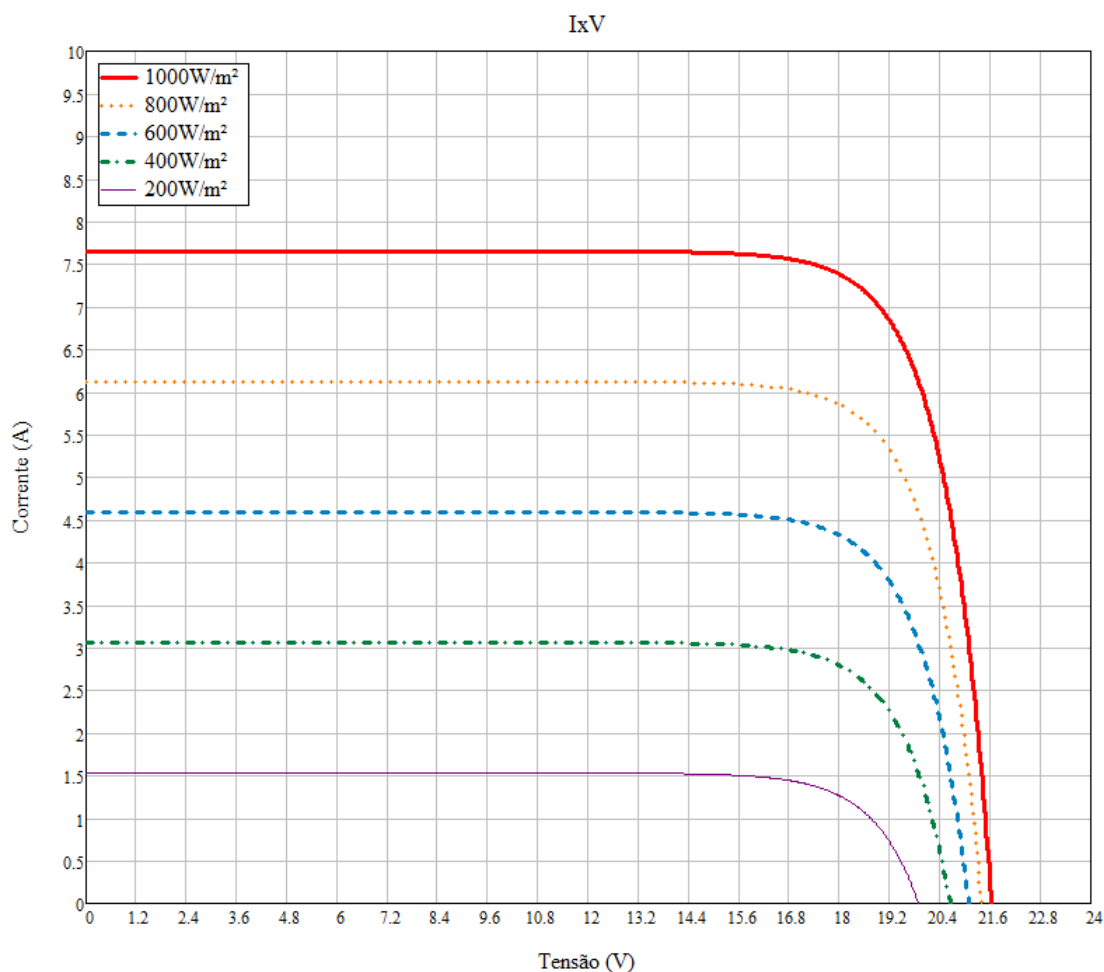
Com a variação da temperatura e da radiação solar, as curvas de potência *versus* tensão e corrente *versus* tensão são significativamente alteradas, mas de forma sistemática.

As figuras (2.7), (2.8), (2.9) e (2.10) mostram a simulação do comportamento de um módulo SolarWorld com as equações (2.8), (2.9) e (2.10), utilizando os parâmetros apresentados na seção (2.6).

2.7.1 O efeito da variação da radiação

A figura (2.7) mostra o efeito da variação da radiação solar sobre a corrente de saída do módulo. A temperatura foi fixada em 25°C. A corrente é deslocada para baixo e levemente para a esquerda com a redução da radiação solar. Isto ocorre porque I_{ph} é proporcional à radiação incidente, de acordo com a equação (2.9). O efeito da variação da radiação é menor sobre a tensão do que sobre a corrente.

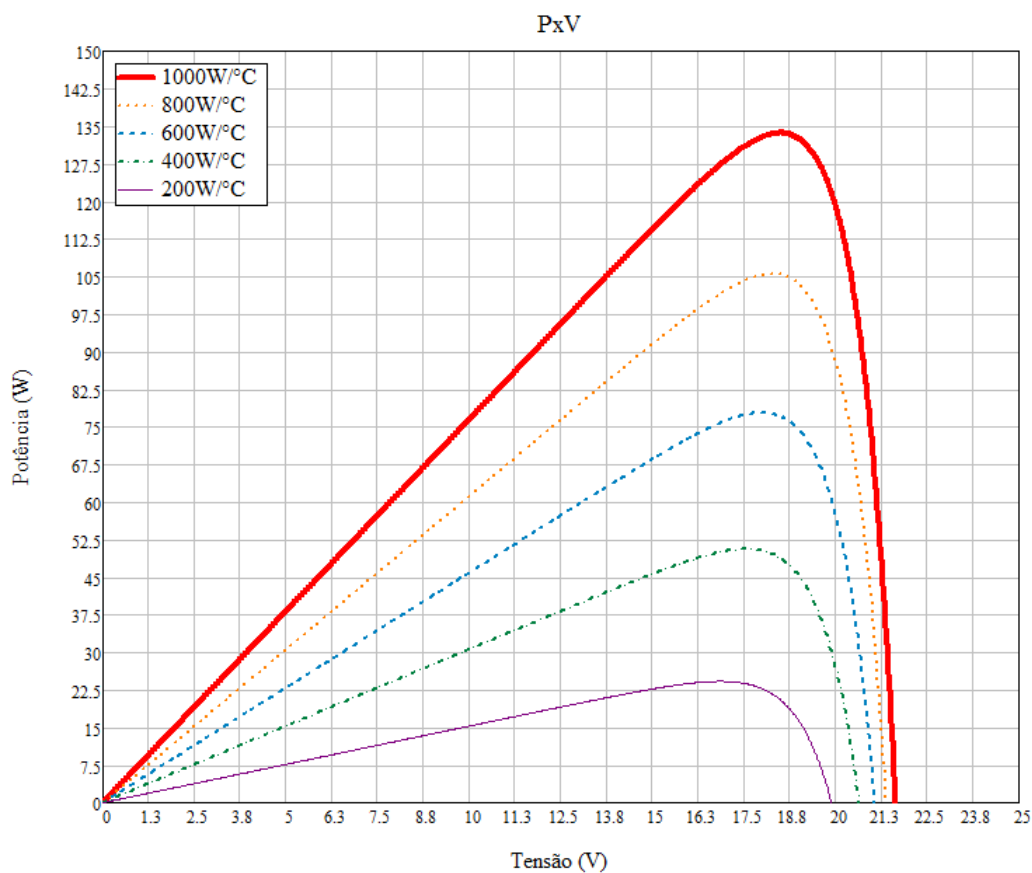
Figura 2.7: Corrente - efeito da variação de radiação



Fonte: produção do autor

A equação (2.8) mostra que o mesmo efeito ocorre sobre a potência de saída para a variação da radiação com a temperatura fixada em 25°C.

Figura 2.8: Potência - efeito da variação de radiação

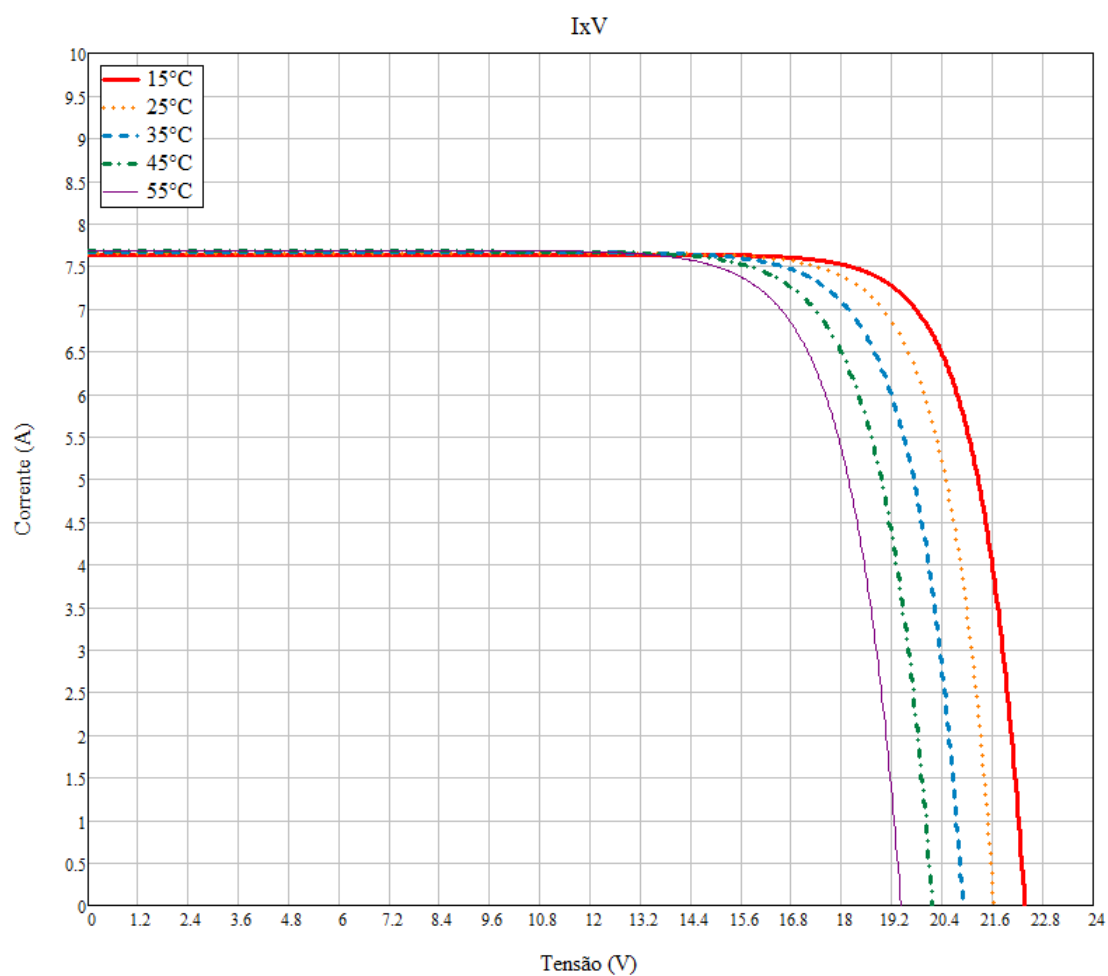


Fonte: produção do autor

2.7.2 O efeito da variação da temperatura

Já a figura (2.9) mostra o efeito da variação da temperatura sobre a corrente de saída do módulo. A temperatura afeta diversos parâmetros do modelo, porém afeta mais fortemente a corrente de saturação do diodo I_{sat} . A variação de I_{ph} não é significativa, já que o seu fator de correção por temperatura αT é pequeno. Para este caso a radiação foi fixada em 1000 W/m^2 . Observa-se que a curva é deslocada para a esquerda com o aumento da temperatura.

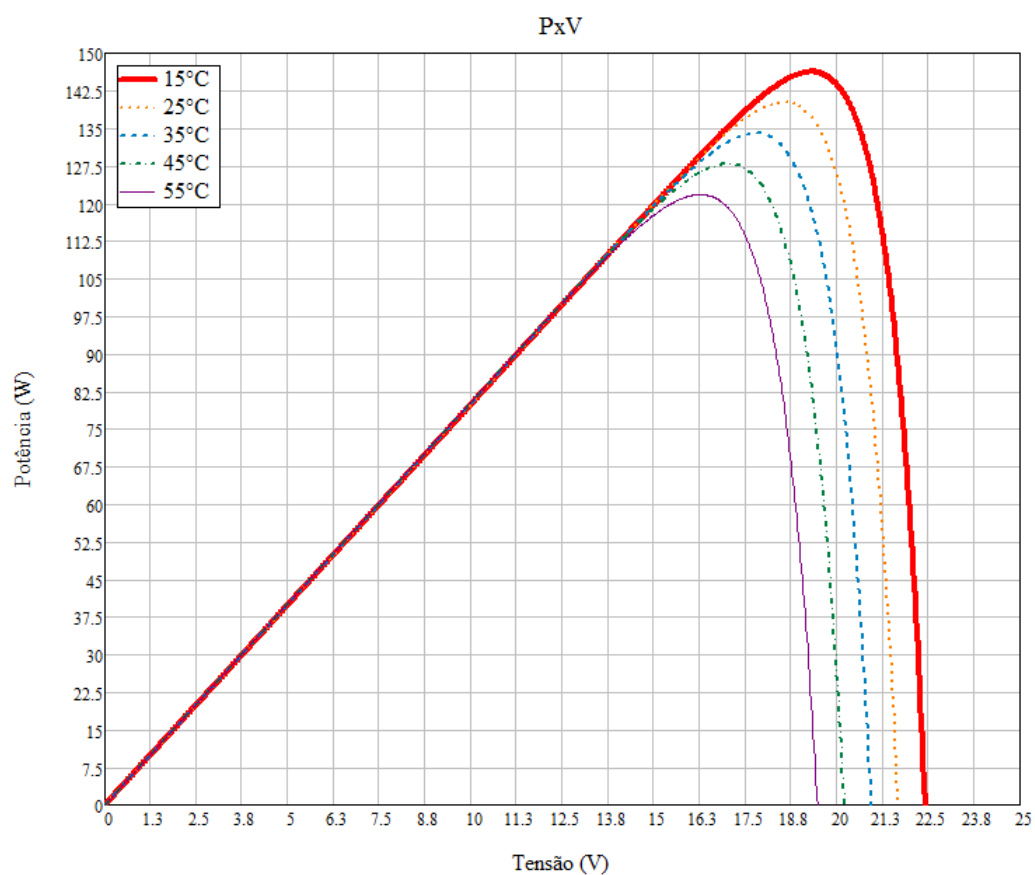
Figura 2.9: Corrente - efeito da variação de temperatura



Fonte: produção do autor

A figura (2.8) mostra o efeito que ocorre sobre a potência de saída. Para o aumento da temperatura, com a radiação fixada, a curva é deslocada para a esquerda e para baixo em direção à origem do sistema coordenado.

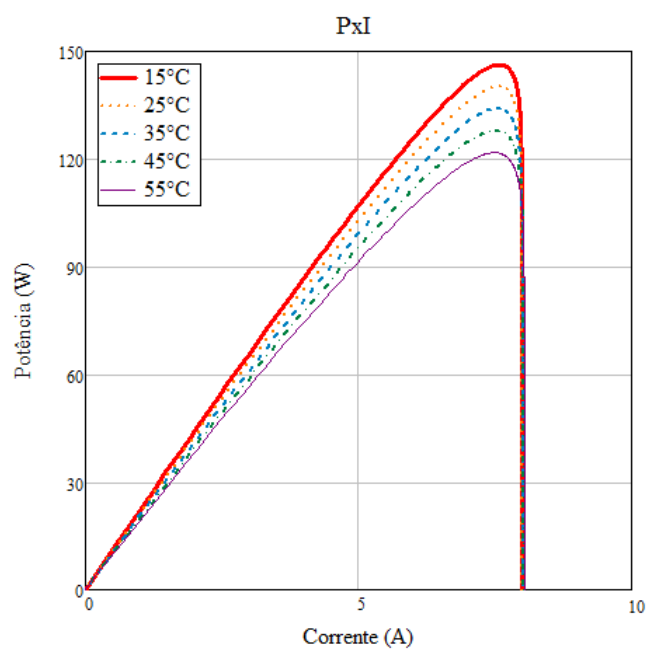
Figura 2.10: Potência - efeito da variação de temperatura



Fonte: produção do autor

A figura (2.11) mostra o efeito da variação da temperatura na potência de saída em relação à corrente de saída.

Figura 2.11: Potência versus Corrente - efeito da variação de temperatura



Fonte: produção do autor

3 MÉTODOS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT)

Na nomenclatura técnica utiliza-se o termo Maximum Power Point (MPP) para designar um ponto específico de operação de um módulo ou célula fotovoltaica, para o qual em um dado ambiente de valores de radiação solar e temperatura, a potência do módulo fotovoltaico é máxima. Para garantir o funcionamento dos módulos fotovoltaicos no ponto de máxima potência, mesmo com variações meteorológicas e variações na carga, a utilização de uma técnica que procure continuamente fazer com que o módulo opere no seu ponto de máxima potência deve ser utilizada.

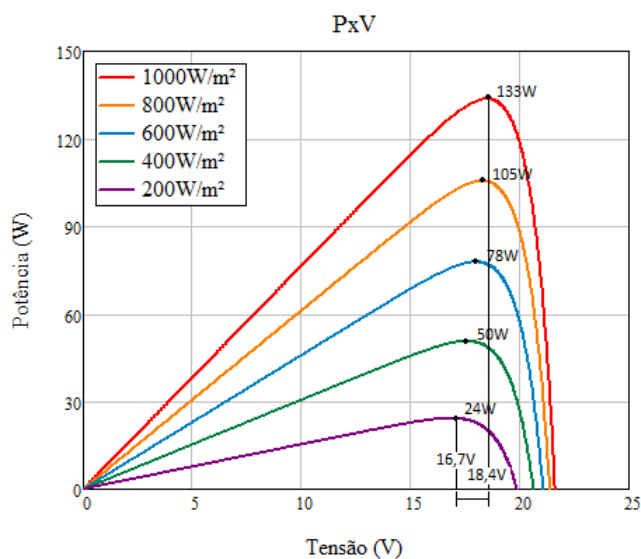
Essa técnica é conhecida como Maximum Power Point Tracking (MPPT). É realizada através do emprego de algoritmos de controle no conversor que drena a energia dos módulos fotovoltaicos e consiste no rastreamento do ponto de operação em que a potência extraída do módulo é máxima, qual seja, o ponto da curva I-V para o qual o produto $I \times V$ é máximo, independentemente do ponto de operação. Existem diversas formas de emprego e variações desta técnica, que podem incrementar a energia produzida pelo módulo de 15 a 30% [8]. Posteriormente será escolhida uma das técnicas de MPPT para implementação no conversor que será projetado para o sistema fotovoltaico.

3.1 PRINCIPAIS MÉTODOS DE MPPT

3.1.1 Método da Tensão Constante

Um método mais elaborado que o da Razão Cíclica Fixa é o Método da Tensão Constante. Consiste em manter o módulo fotovoltaico operando com uma determinada tensão estabelecida como referência que é a tensão do ponto de máxima potência (MPP). Desta forma, a tensão de saída do módulo fotovoltaico é monitorada e, com base na tensão de referência, atua-se no conversor alterando a razão cíclica de modo a atingir a tensão do MPP. Nas figuras (3.1) e (3.2) os pontos marcados indicam os pontos de máxima potência para cada condição de parâmetros. Analisando a figura (3.1) nota-se que variações na radiação provocam pequenas variações na tensão do Ponto de Máxima Potência.

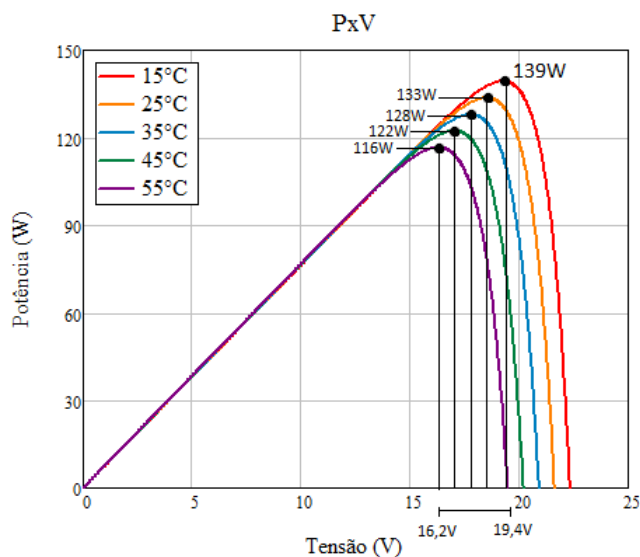
Figura 3.1: Potência - efeito da variação de radiação



Fonte: produção do autor

Por outro lado, variações na temperatura afetam mais fortemente a tensão do ponto de Máxima Potência, de acordo com a figura (3.2).

Figura 3.2: Potência - efeito da variação de temperatura



Fonte: produção do autor

Portanto, esta técnica é mais apropriada para a operação do módulo fotovoltaico sob condições em que a temperatura de operação não sofre grandes mudanças.

3.1.2 Método Perturba e Observa

O método de rastreamento de ponto de máxima potência Perturba e Observa é um método de malha fechada. Ele utiliza um algoritmo que faz a leitura dos valores

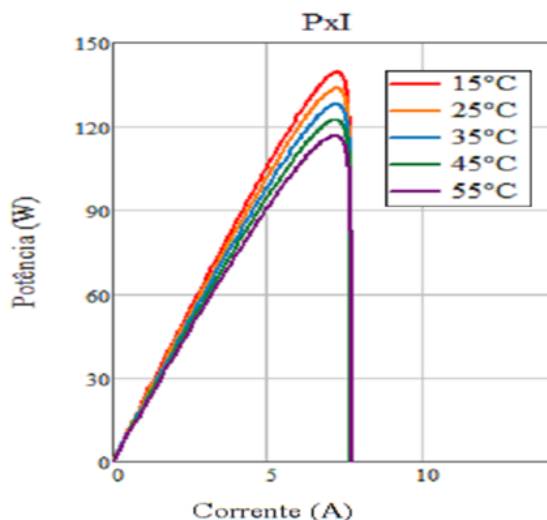
de corrente e tensão da saída do módulo fotovoltaico e calcula a potência de saída do painel ou arranjo fotovoltaico. O algoritmo monitora a derivada da potência e, conforme for positiva ou negativa, atua em uma variável de controle. Esta variável de controle é comumente a razão cíclica de um conversor CC-CC (que pode ser do tipo buck, boost, ou uma topologia similar). Neste trabalho, contudo, será apresentado o método Perturba e Observa com perturbação na referência de corrente de entrada de um conversor boost.

A curva de potência por corrente de entrada possui um único ponto de máximo (pico). Desta forma, quando a derivada de potência troca de sinal, passando de positiva para negativa ou vice-versa significa que o ponto de operação do painel passou pelo MPP (do inglês, ponto de máxima potência). O algoritmo Perturba e Observa, por sua vez, atua de modo a gerar perturbações, nos sentido positivo ou negativo, de modo a manter o painel em operação no ponto de máxima potência.

O algoritmo de controle é iterativo: após o cálculo da potência atual é feita a comparação com o valor de potência obtido no cálculo feito na iteração interior. Caso a derivada de potência seja positiva - o que significa que a potência está aumentando - é feita a análise da derivada da referência de corrente de entrada. Se esta for positiva - ou seja, a referência de corrente foi incrementada na última iteração - a perturbação é dada no mesmo sentido, ou seja, a referência de corrente é incrementada com um valor ΔI . Caso a referência de corrente tenha sido decrementada na última iteração, ela é novamente decrementada.

Por outro lado, a potência pode ter diminuído em relação a última iteração, ou seja, sua derivada é negativa. É novamente analisada a derivada da referência de corrente. Caso ela tenha sinal oposto, positivo, significa que a referência foi incrementada de tal modo que o ponto de operação passou do MPP. Ela deve, então, sofrer uma perturbação no sentido oposto, sendo decrementada. Caso ela tenha o mesmo sinal da derivada da potência, negativo, significa que a referência está sendo diminuída e o ponto de operação passou também pelo MPP. A perturbação é dada no sentido oposto, no intuito de reverter a diminuição da potência e voltar ao MPP. A figura (3.3) mostra o comportamento da potência do painel para a variação na corrente de entrada do indutor, para diferentes temperaturas. É possível observar que com a alteração na referência de corrente é possível levar o ponto de operação do painel até o MPP, situado no pico da curva, a tensão de saída do painel será consequência da sua corrente de saída.

Figura 3.3: Curva de Potência x Corrente

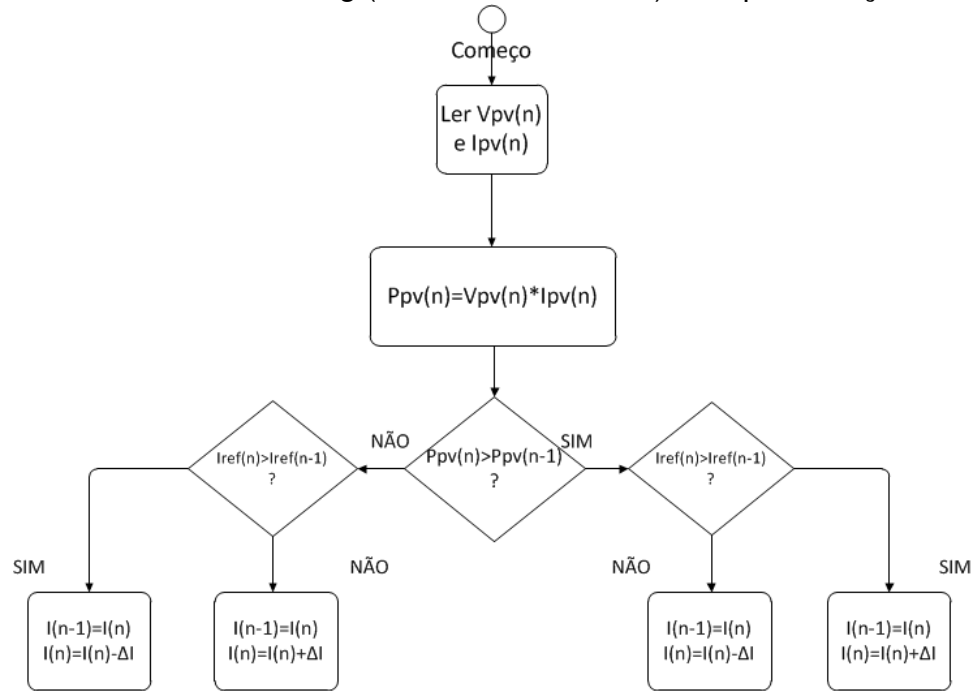


Fonte: produção do autor

O método Perturba e Observa também pode utilizar como variável para o controle a razão cíclica [7]. De forma semelhante como acontece para a corrente de entrada, com a leitura de corrente e tensão calcula-se a potência em um determinado instante n e compara-se com o valor de potência do instante $n - 1$, extraindo a variação de potência $\Delta P = P_n - P_{n-1}$. De acordo com o sinal do valor ΔP obtido atua-se na razão cíclica do conversor, buscando variações positivas de potência ($\Delta P > 0$). Portanto, após uma alteração na razão cíclica, caso obtenha-se $\Delta P > 0$ a razão cíclica do conversor é novamente modificada com o mesmo sentido (para mais ou para menos conforme tenha sido a última perturbação). De outra forma, se após uma alteração na razão cíclica for obtido $\Delta P < 0$ a razão cíclica do conversor é modificada com o sentido inverso ao anteriormente aplicado. Alterações na razão cíclica provocam alteração na tensão de saída, alterando, por sua vez, a potência drenada do arranjo fotovoltaico pelo conversor. A figura (3.1), por exemplo, mostra que, com a alteração da tensão de saída do arranjo, é possível levá-lo até um ponto de operação que seja o MPP.

A figura (5.16) apresenta o fluxograma para o método de MPPT com perturbação na referência de corrente. Para a perturbação na razão cíclica o fluxograma é similar, substituindo a variável perturbada para a razão cíclica.

Figura 3.4: Método Hill Climbing (Perturba e Observa) com perturbação na corrente



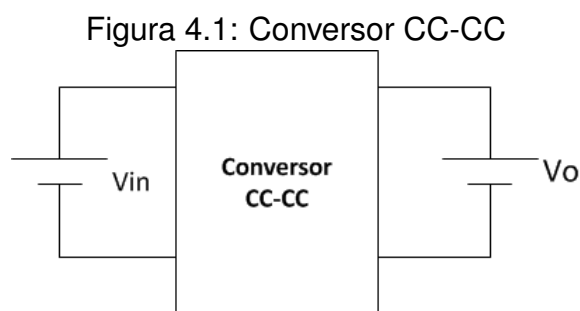
Fonte: produção do autor

4 CONVERSOR BOOST

4.1 CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS DOS CONVERSORES CC-CC

Os conversores CC-CC são circuitos eletrônicos comutados que processam energia elétrica convertendo tensões e correntes CC em tensões e correntes CC com níveis diferentes entre entrada e saída. Estes conversores podem ser isolados ou não-isolado. Nos isolados existe a presença de elementos magnéticos acoplados (transformador ou indutores acoplados), que proporcionam isolação galvânica entre a entrada e a saída. Estes circuitos são úteis, principalmente, quando se deseja isolar a carga de interferências da entrada ou vice-versa. Os conversores CC-CC não-isolados, por sua vez, são circuitos eletrônicos incapazes de proporcionar isolação elétrica entre saída e entrada.

A figura (4.1) mostra um conversor CC-CC genérico, convertendo níveis CC de tensão da entrada para a saída.



Fonte: produção do autor

Uma importante grandeza em um conversor CC-CC é a razão cíclica, ou ciclo de trabalho, simbolizado por D . Este parâmetro é o responsável pelo controle do fluxo de potência no conversor. Outra grandeza é o Ganho Estático, G definido conforme a equação (4.1) na qual V_o é a tensão de entrada e V_{in} é a tensão de saída. O ganho estático é sempre uma função da razão cíclica do conversor.

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (4.1)$$

Existem diversas topologias de conversores CC-CC não isolados e o ganho estático muda de acordo com cada uma. As topologias básicas estão listadas com seus ganhos na tabela (4.1).

Conversor	Ganho Estático
Buck	D
Boost	$\frac{1}{1-D}$
Buck-Boost	$\frac{D}{1-D}$
Cúk	$\frac{D}{1-D}$
Sepic	$\frac{D}{1-D}$
Zeta	$\frac{D}{1-D}$

Tabela 4.1: Ganho Estático dos Conversores

4.2 O CONVERSOR BOOST

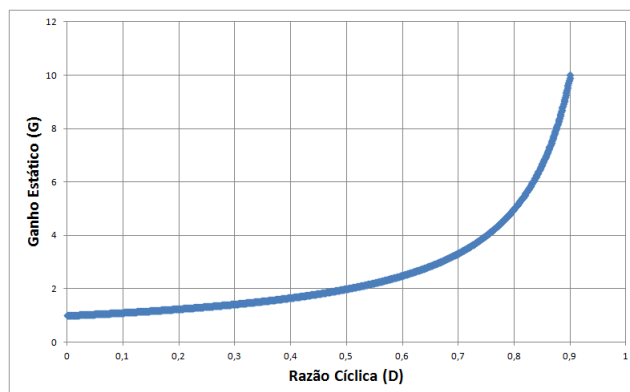
O conversor Boost é um circuito eletrônico que converte uma tensão contínua (tensão CC) da sua entrada em outra tensão CC de magnitude maior ou igual àquela da entrada na saída. Este conversor é responsável por transferir a energia de entrada para a saída, adaptando a tensão de sua fonte (entrada) para o nível adequado à sua carga (saída) com a maior eficiência possível.

O ganho estático do conversor, definido como a razão entre a tensão de saída e a de entrada é sempre maior ou igual à unidade, definindo-o como um conversor elevador de tensão. A razão cíclica, que é a razão entre o tempo de condução e o tempo em bloqueio da chave, é representada por D . O ganho estático para o conversor operando em modo de condução contínua (quando a corrente de entrada não zera durante nenhuma etapa de operação), em função de D , é mostrado na equação (4.2).

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (4.2)$$

Na figura (4.2) é possível observar que teoricamente o ganho tenderia ao infinito caso a razão cíclica tendesse à unidade, contudo isso não se confirma na prática, devido às perdas no conversor.

Figura 4.2: Ganho Estático do Conversor Boost em função de D



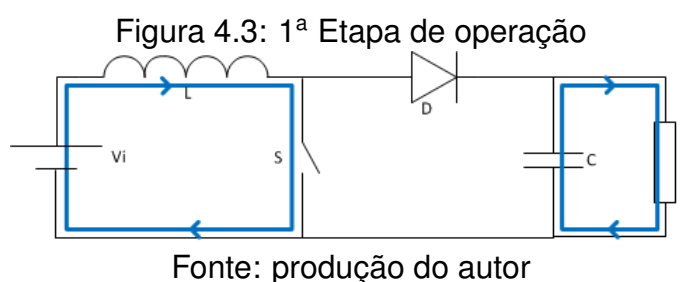
Fonte: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/yales/materiais/Boost.pdf>

4.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR BOOST

Operando no modo de condução contínua, a corrente de entrada do conversor não se anula durante nenhuma das suas etapas de operação. Existe uma ondulação na corrente de entrada que, para o modo de condução contínua, deve ser limitada para que a corrente no indutor não seja nula em nenhuma etapa. A saída do conversor, por sua vez, é projetada para o ripple (ondulação) de tensão desejada.

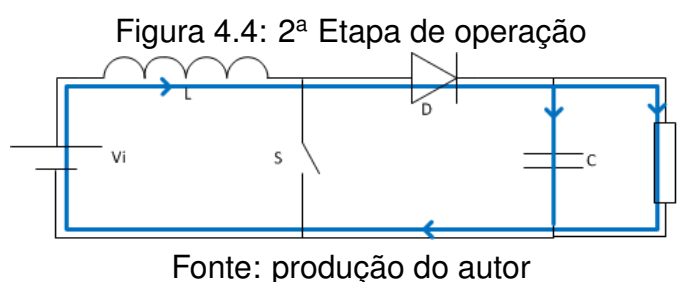
4.3.1 Primeira Etapa de Operação

Em conversores estáticos, o transistor do tipo *MOSFET* (do inglês, Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) opera como interruptor, nas regiões de corte e saturação. Durante a primeira etapa de operação, o interruptor encontra-se conduzindo e acontece o armazenamento de energia no indutor, com incremento na corrente, conforme a figura (4.3). A tensão direta sobre o diodo é negativa, mantendo-o em bloqueio. O capacitor se encarrega de fornecer energia à carga, mantendo a ondulação de tensão na saída dentro do especificado em projeto.



4.3.2 Segunda Etapa de Operação

Na segunda etapa de operação o interruptor é comandado a bloquear e o diodo entra em condução. A corrente de entrada encontra caminho através do diodo, conectando a entrada à carga e filtro de saída (filtro capacitivo), conforme a figura (4.4). O capacitor de saída, então, é carregado para ser capaz de fornecer corrente à carga na próxima etapa de operação.



4.4 PROJETO DO INDUTOR

A ondulação de corrente na entrada depende do valor da indutância do filtro de entrada. O valor da indutância é definido com base na relação entre a tensão de

entrada e a corrente no indutor, onde V_i é a tensão de entrada, L a indutância e i_L a corrente de entrada, conforme a equação (4.3). As equações utilizadas foram obtidas em [4].

$$V_i = L \frac{di_L}{dt} \quad (4.3)$$

Rearranjando a equação para fazê-la depender da frequência de comutação do conversor, temos a equação que define a indutância de entrada, onde D_{max} é a razão cíclica máxima que será empregada nos interruptores, Δi_L é a ondulação de corrente desejada na entrada e f_s é a frequência de comutação.

A tensão máxima de entrada é utilizada no cálculo por ser a condição de trabalho que requer a maior indutância. A corrente máxima é corrente de curto circuito somada de todos os seis painéis, pois a configuração é em paralelo.

$$L_i = \frac{V_{i_{max}} D_{max}}{\Delta i_L f_s} \quad (4.4)$$

4.4.1 Especificações do Projeto do Indutor

A tabela (4.2) mostra os parâmetros do circuito a serem considerados no cálculo da indutância de entrada.

Parâmetro	Magnitude
$V_{i_{max}}$	21,9V
$i_{L_{max}}$	48A
D_{max}	0,7
Δi_L	10%
f_s	35KHz

Tabela 4.2: Especificações do Indutor de Entrada

Desta forma, a indutância mínima para manter a ondulação de corrente desejada obtida como $L = 75,85\mu H$.

4.4.2 Projeto físico do Indutor

Para a construção correta de um componente que atenda às especificações de projeto devem ser levadas em conta as relações físicas do material magnético utilizado, bem como observar relações práticas de construção. Aqui estão definidos os parâmetros principais necessários à construção de um indutor com núcleo Toroidal, sendo o seu material constituinte Pó de Ferro. Foi utilizado o método apresentado em [13].

Parâmetro	Magnitude	Descrição
K_w	0,6	Fator de ocupação da janela
B_{max}	0,55T	Densidade de fluxo magnético máxima
J_{max}	450A/cm ²	Densidade máxima de corrente nos condutores

Tabela 4.3: Parâmetros para construção do indutor

Com estes dados calcula-se o produto $AeAw$, produto da área da seção transversal do núcleo pela área da janela. Este parâmetro é utilizado para a escolha do núcleo.

$$AeAw = \frac{L_i I_{L_{max}} I_{L_{ef}}}{K_w J_{max} B_{max}} = 17,032 \text{ cm}^4 \quad (4.5)$$

Esta medida é a mínima necessária para a construção do indutor. O núcleo utilizado é o *MMT3607725* da fabricante Magmattec e possui as seguintes especificações.

Parâmetro	Magnitude	Descrição
A_{sup}	223 cm^2	Área da superfície do núcleo
L_m	$19,8 \text{ cm}$	Perímetro médio do toróide
Ae	$3,38 \text{ cm}^2$	Área da seção transversal da perna do núcleo
Aw	$18,85 \text{ cm}^2$	Área da janela do toróide
μ_r	60	Permeabilidade relativa à do ar no vácuo
μ_o	$4\pi 10^{-7} \text{ N/A}^2$	Permeabilidade magnética do ar no vácuo

Tabela 4.4: especificações do núcleo Magmattec

Serão utilizados dois núcleos idênticos, colados de forma a ficarem com as faces planas coladas. Definido o núcleo, passa-se à etapa de especificação dos condutores e do número de espiras. É definido o número de espiras.

$$N_e = \sqrt{\frac{L_i L_m}{\mu_o \mu_r A_e}} = 18 \quad (4.6)$$

Aproximando para o valor inteiro superior, obtém-se o número de 18 espiras.

A seguir é feita a determinação da seção de cobre necessária para a corrente especificada.

$$S_{cu} = \frac{I_{L_{max}}}{J_{max}} = 12,83 \text{ mm}^2 \quad (4.7)$$

4.4.3 Profundidade de penetração da corrente no cobre

Condutores de cobre sofrem o chamado “Efeito Skin”, no qual componentes alternadas de corrente circulam pela periferia dos condutores, ao invés de percorrerem toda a seção do condutor, aumentando a resistência do mesmo. Para tanto, define-se o diâmetro máximo do condutor em função da frequência da componente alternada que irá circular pelo condutor de cobre.

Em baixas frequências este efeito pode ser desprezado, no entanto, a rigor será aqui considerado.

Diâmetro máximo do condutor a ser utilizado

$$\Delta = 2 \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,08 \text{ cm} \quad (4.8)$$

Desta forma, será especificado o condutor de cobre esmaltado conforme a tabela abaixo.

Bitola	AWG20	
Área da seção transversal	$0,005176cm^2$	S_{AWG20}
Diâmetro	$0,081cm$	d

Tabela 4.5: Especificações do condutor esmaltado

Número de condutores em paralelo

$$N_{cond} = \frac{S_{cu}}{S_{AWG20}} = 25 \quad (4.9)$$

O mínimo necessário foi determinado em 25 condutores em paralelo. O indutor foi construído com 32 condutores torcidos em paralelo, visando à redução da resistência elétrica e consequentemente das perdas elétricas. A figura (4.5) mostra as etapas de construção do elemento magnético.

Figura 4.5: Construção do Indutor



Fonte: produção do autor

4.5 PERDAS ELETRICAS NO INDUTOR

4.5.1 Perdas Elétricas no Cobre

Para se calcular as perdas elétricas no indutor é necessário calcular sua resistência CC, que é determinada pelos parâmetros do condutor de cobre utilizado e da sua construção.

MLT	$19cm$	Comprimento médio da espira
N_e	18	Número de espiras
N_c	32	Número de condutores em paralelo
ρ_{cc}	$2,25 \cdot 10^{-6}\Omega cm$	Resistência CC do cobre

Tabela 4.6: Especificações dos enrolamentos

Desta forma é possível calcular a resistência CC do indutor.

$$R_{cc} = \frac{\rho_{cc} N_e MLT}{N_c S_{AWG20}} = 1,85m\Omega \quad (4.10)$$

4.5.2 Corrente Eficaz no Indutor

As perdas elétricas por efeito Joule no indutor são devidas à circulação de corrente e o seu cálculo pode ser feito através do conhecimento da sua corrente eficaz. Podendo ser desconsiderada a ondulação de corrente na entrada a corrente eficaz é igual à corrente média.

$$I_{L_{ef}} = I_{L_{max}} = 48A \quad (4.11)$$

Desta forma, calcula-se as perdas elétricas no cobre.

$$P_{cu} = R_{cc}(I_{L_{ef}})^2 = 8,37W \quad (4.12)$$

4.5.3 Perdas no material magnético

Além disto, existem as perdas no material magnético, calculadas de acordo com a equação (4.13). Na equação, V_{nucleo} é o volume de um núcleo e N_{nucleo} o número de núcleos colados.

$$P_{nucleo} = (\Delta B_{max} \cdot 10)^2 \cdot (10^{-3} \cdot f_s)^{1,46} \cdot 10^{-3} \cdot V_{nucleo} \cdot N_{nucleo} = 7,28W \quad (4.13)$$

4.5.4 Elevação de Temperatura

Tanto as perdas elétricas no cobre quanto as perdas no material magnético, provocam aquecimento do indutor como um todo. É importante determinar qual a elevação de temperatura, ou seja, qual a temperatura que somada à ambiente resultaria na temperatura de operação do indutor.

$$\Delta T = \left(\frac{P_{cobre} + P_{nucleo}}{A_{sup}} \right)^{0,83} = 23,94^\circ C \quad (4.14)$$

4.6 FILTRO DE SAÍDA - ESFORÇOS E PROJETO DO CAPACITOR

A saída do conversor é composta de um filtro com capacitor, responsável por manter o ripple (ondulação) de tensão dentro de níveis especificados aceitáveis. Abaixo seguem as especificações empregadas para esta saída.

V_{min}	21V	Tensão mínima de saída
ΔV_o	5%	Ondulação máxima de tensão
I_o	32,5A	Corrente nominal de saída

Tabela 4.7: Especificações do filtro de saída

O cálculo da capacitância é feito com base na equação (4.15).

$$C_o = \frac{D_{max} I_o}{\Delta V_o f_s} = 849\mu F \quad (4.15)$$

Será utilizada uma composição de 3 capacitores de $330\mu F$ em paralelo, visando atender à especificação. Seguem as especificações dos capacitores. Foram utilizados capacitores com tensão nominal de $400V$, devido à disponibilidade na Universidade.

C_o	$330\mu F$	Capacitância nominal
ESR	$45m\Omega$	Resistência série equivalente
V_N	$400V$	Tensão nominal

Tabela 4.8: Especificações do capacitor de saída

4.6.1 Esforços no Capacitor

A corrente eficaz no capacitor é um parâmetro a ser considerado na escolha do componente. Ela é dada conforme equação (4.16), na qual $D_{max} = 0,7$ é a razão cíclica máxima.

$$I_{C_{ef}} = I_o \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{1 - D_{max}}} = 49,6A \quad (4.16)$$

Segundo o catálogo do componente escolhido, nas condições de operação dadas, a associação de capacitores pode suportar esta corrente eficaz, diminuindo sua vida útil de >200 mil horas para cerca de 10 mil horas, aceitável para a aplicação no Barco Solar.

4.6.2 Perdas no Capacitor

A resistência série equivalente do capacitor, a ESR , provoca perdas no capacitor. As perdas na associação de capacitores são devidas à circulação de componentes alternadas de corrente, portanto é preciso calcular a corrente eficaz no capacitor.

Portanto, as perdas nos capacitores são calculadas dadas pela equação (4.17), na qual ESR_{par} é a ESR da associação dos capacitores.

$$P_{Cap} = I_{C_{ef}}^2 \cdot RSE_{par} = 10,9W \quad (4.17)$$

4.7 ESFORÇOS E ESCOLHA DO INTERRUPTOR

A tensão máxima no interruptor é dada pela equação (4.18). O esforço máximo se dá quando o diodo entra em condução, conectando a tensão no capacitor de saída sobre o interruptor. Os esforços no interruptor foram calculados pada o ponto de operação de maior esforço.

$$V_{S_{max}} = V_{o_{max}} = 30V \quad (4.18)$$

A corrente máxima no interruptor é dada pela equação (4.19). Ela ocorre quando o interruptor está conduzindo e tem o mesmo valor da máxima corrente no indutor, definida previamente.

$$I_{S_{max}} = I_{L_{max}} = 48A \quad (4.19)$$

A corrente média no interruptor é dada pela equação (4.20). A corrente média no interruptor é calculada com base na corrente de entrada, multiplicada pelo valor da razão cíclica, que deve ser no máximo $D_{max} = 0,7$.

$$I_{S_{med}} = I_{L_{max}} \cdot D_{max} = 33,6A \quad (4.20)$$

A corrente eficaz no interruptor é dada pela equação (4.21).

$$I_{S_{med}} = I_{L_{max}} \cdot \sqrt{D_{max}} = 40,2A \quad (4.21)$$

4.7.1 INTERRUPTOR ESPECIFICADO

Com base nos valores de esforços sobre o interruptor boost foi especificado um Mosfet conforme a tabela (4.9).

Dentre diversos interruptores possíveis que atenderam às especificações este foi escolhido por ter uma baixa resistência de condução direta R_{DSon} .

Modelo	IRFB3207	
Tecnologia	MOSFET	
V_{DSS}	Tensão Dreno Fonte Máxima	75V
I_D	Corrente Direta Máxima @ $T_c = 100^\circ C$	130A
R_{DSon}	Resistência de Condução ($T_j=90^\circ C$)	1,5mΩ
t_{rise}	Tempo de Subida da Tensão Dreno Fonte	120ns
t_{fall}	Tempo de Descida da Tensão Dreno Fonte	74ns
C_{iss}	Capacitância de Entrada	7,4nF
T_J	Temperatura de Trabalho na Junção	-55a175°C
$R_{th_{jc}}$	Res. térmica junção-cápsula	0,45°C/W
$R_{th_{cd}}$	Res. térmica cápsula-dissipador	0,5°C/W
$R_{th_{ja}}$	Res. térmica junção-ambiente	62°C/W

Tabela 4.9: Características do Interruptor

Visando uma redução ainda maior nas perdas optou-se pela colocação de mais interruptores em paralelo, embora apenas um interruptor atendesse às demais especificações de tensão e corrente. Foi feito cálculo de perdas para associação com um, dois e três interruptores, considerando ainda uma distribuição assimétrica de corrente entre os interruptores em cada caso, visando visualizar a melhor opção, conforme a tabela (4.10).

N de Interruptores	Distribuição de corrente	Perdas
1	100%	7,1W
2	70% , 30%	4,1W
3	50%, 30%, 20%	2,7W

Tabela 4.10: Perdas para diferentes associações

Como houve uma boa diminuição nas perdas com 2 interruptores em relação à utilização de apenas 1 e, ainda, a utilização com 3 interruptores provocou uma pequena diminuição, optou-se pela associação de 2 interruptores em paralelo.

4.7.2 Perdas no Interruptor

As perdas no interruptor se devem à entrada em condução e em bloqueio, bem como à condução de corrente enquanto conduzindo.

Perdas por Condução

As perdas por condução nos MOSFETs são devido à resistência Dreno-Fonte. O conversor possui dois Interruptores em paralelo, de maneira que as resistências são associadas em paralelo. Entretanto, para considerar um caso próximo da realidade no qual existe diferença entre as resistências, será considerado que 70% da corrente passa por um dos interruptores e 30% pelo outro.

$$P_{cond} = (I_{Seff} \cdot 0,7)^2 \cdot R_{DSon} + (I_{Seff} \cdot 0,3)^2 \cdot R_{DSon} = 4,1W \quad (4.22)$$

Perdas por Comutação

As perdas por comutação se devem ao fato de que o tempo de entrada em bloqueio t_{fall} e o tempo de entrada em condução t_{rise} . As equações a seguir descrevem as perdas nos dois MOSFETs.

$$P_{comu_{fall}} = 1/2 \cdot I_{Smax} \cdot V_{Smax} \cdot t_{fall} \cdot f_s = 1,98W \quad (4.23)$$

$$P_{comu_{rise}} = 1/2 \cdot I_{Smax} \cdot V_{Smax} \cdot t_{rise} \cdot f_s = 1,98W \quad (4.24)$$

Não foi considerada a influência do diodo na comutação do interruptor, pois o diodo é Schottky, não sofrendo do efeito da recuperação reversa.

Perdas Totais

$$P_{MOSFET} = P_{cond} + P_{comu_{fall}} + P_{comu_{rise}} = 6,64W \quad (4.25)$$

Temperatura na junção sem dissipador

Considerando uma temperatura ambiente elevada, de $70^\circ C$, supondo condições extremas de confinamento do conversor dentro da embarcação solar, a temperatura na junção dos semicondutores caso não seja utilizado dissipador de calor é dada de acordo com a equação (4.26).

$$T_j = Rth_{da} \cdot P_{MOSFET} + T_a = 461,6^\circ C \quad (4.26)$$

Esta temperatura de junção é impraticável e levaria o interruptor à própria destruição mesmo em potência abaixo da nominal. Isto se deve à alta resistência térmica do seu encapsulamento TO220.

Deste modo, faz-se necessário o projeto de um dissipador para os interruptores, que mantenha a temperatura da junção dentro dos níveis aceitáveis pelo componente.

4.7.3 Dissipador para o Interruptor

O dissipador deve ser capaz de manter a temperatura de junção até no máximo o valor especificado para tal. Os dois MOSFETs serão colocados no mesmo dissipador. Para o projeto do dissipador dos interruptores serão utilizadas as seguintes especificações. Não é possível utilizar refrigeração forçada, pois a competição exige que o sistema eletrônico esteja confinado em uma caixa fechada com ventilação, tornando inviável o projeto de um sistema de captação e troca de água do mar.

T_{amb}	$70^{\circ}C$	Temperatura ambiente
T_j	$90^{\circ}C$	Temperatura de junção desejada

Tabela 4.11: Especificações para o dissipador

Foi adotada temperatura ambiente para projeto o valor de 70° devido ao fato de que o conversor irá operar sob o sol, possivelmente em uma embarcação solar, em compartimento fechado e por períodos longos, como um dia inteiro.

Resistência Térmica Requerida do Dissipador

A equação (4.27) mostra o cálculo da resistência térmica do dissipador ao ambiente R_{da} .

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P_{MOSFET}} - R_{jc} - R_{cd} = 2,5 K/W \quad (4.27)$$

Foi escolhido o dissipador para atender à esta especificação e suas características são mostradas na tabela (4.13).

Fabricante/Modelo	Dissitec/DS109
Dimensões	70x60x155mm
R_{da}	1,6 K/W

Tabela 4.12: Especificações para o dissipador

Temperatura na junção com dissipador

A equação (4.28) mostra a temperatura na junção dos semicondutores com a instalação do dissipador escolhido.

$$T_j = (R_{th_{jc}} + R_{th_{cd}} + R_{th_{da}}) \cdot P_{MOSFET} + T_a = 83,9^{\circ}C \quad (4.28)$$

Pode-se observar que a temperatura de junção se manteve dentro do projeto, abaixo do especificado.

4.7.4 Esforços e Projeto do Diodo

A Corrente máxima no diodo ocorre quando da segunda etapa de operação, quando a corrente que circulava pelo interruptor passa a circular pelo diodo, conforme a equação (4.29). Os esforços no diodo foram calculados para a situação de maior esforço no componente.

$$I_{D_{max}} = I_{L_{max}} = 48A \quad (4.29)$$

O tempo que o diodo fica conduzindo corrente é igual a segunda etapa de operação. A corrente média no Diodo é dada pela equação (4.30), considerando o ponto de operação $D_{min} = 0$, quando o diodo está conduzindo todo o tempo. Isso pode ocorrer quando as baterias são desconectadas da saída do conversor.

$$I_{D_{med}} = I_{L_{max}} \cdot (1 - D_{min}) = 48A \quad (4.30)$$

A corrente eficaz máxima no Diodo é dada pela equação (4.31).

$$I_{D_{ef}} = I_{L_{max}} \cdot \sqrt{1 - D_{max}} = 26,3A \quad (4.31)$$

A Tensão Reversa Máxima que sofre o diodo é a própria tensão máxima de saída.

$$V_{D_{rev}} = V_o = 30V \quad (4.32)$$

4.7.5 Diodo Especificado

Fabricante	Semikron
Modelo	SB3040 - (Schottky Barrier)
Corrente Média	30A
Corrente de Pico	80A
Tensão de Ruptura Reversa	40V

Tabela 4.13: Especificações para o dissipador

Este diodo não sofre com o efeito da recuperação reversa, sendo um diodo Schotkky.

4.7.6 Perdas no Diodo

A eficiência do conversor é afetada pelas perdas no diodo. Por ser um diodo Schotkky, não ocorrem perdas no momento da comutação de corrente, de modo que as perdas se devem apenas ao período de condução.

Perdas de condução

As perdas de condução no diodo se devem majoritariamente à queda de tensão direta na junção semicondutora. Portanto, têm-se as perdas no diodo:

$$P_{diodo} = V_F \cdot I_{D_{med}} = 5,32W \quad (4.33)$$

4.8 EFICIÊNCIA

A eficiência teórica do conversor leva em conta as perdas em todos os componentes e a potência de entrada para qual este foi projetado.

$$P_i = 936W \quad (4.34)$$

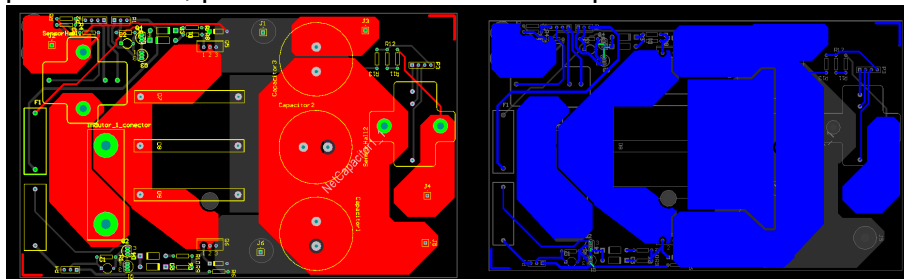
$$P_{perdas} = P_{cobre} + P_{nucleo} + P_{diodo} + P_{MOSFET} + P_{capacitor} = 35,1W \quad (4.35)$$

$$\eta_{\%} = 100\% \cdot \frac{P_i}{P_i + P_{perdas}} = 95,5\% \quad (4.36)$$

4.9 LAYOUT

De acordo com as especificações do conversor foi projetado o seu layout, conforme a figura (4.6). As trilhas de cobre foram dimensionadas para comportar as correntes envolvidas em cada ponto do circuito. Foi utilizada uma placa cobreada de 2 onças adotando-se a medida de $2A/mm$, com base na experiência em trabalhos passados no laboratório, para o projeto da largura mínima das trilhas.

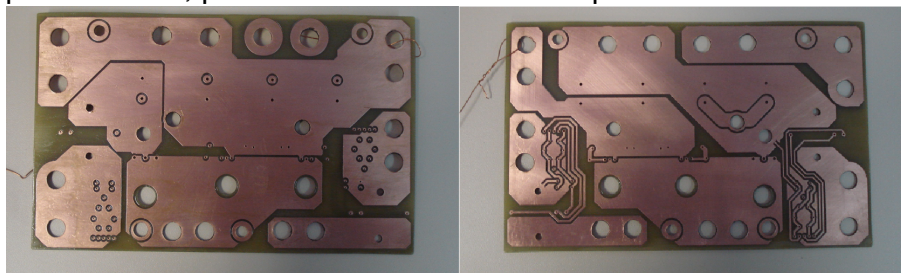
Figura 4.6: Layout da placa do conversor Boost - à direita, parte superior do cobre; à esquerda, parte inferior, parte de cobre do verso da placa



Fonte: produção do autor

A figura (4.7) mostra a placa cobreada após a prototipação.

Figura 4.7: Layout da placa do conversor Boost - à direita, parte superior do cobre; à esquerda, parte inferior, parte de cobre do verso da placa



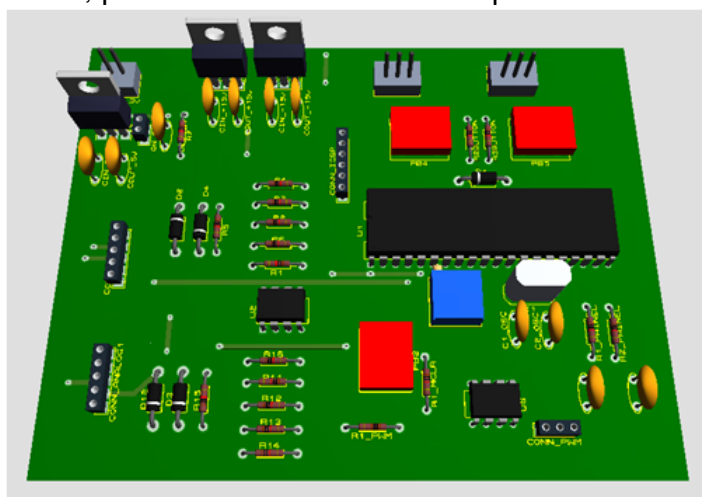
Fonte: produção do autor

Os esquemáticos se encontram nos anexos do trabalho.

4.10 Placa Controle

O controle do conversor Boost é feito através de uma placa auxiliar. Nesta placa, um microcontrolador PIC16F877A faz a aquisição dos dados de tensão e corrente de entrada do conversor. A figura (4.8) mostra a placa de controle. Também no microcontrolador está implementado o algoritmo que faz os painéis fotovoltaicos operarem em seu ponto de máxima potência (do inglês, Maximum Power Point Tracking - MPPT). A placa é alimentada com alimentação simétrica de 12V para o circuito de tratamento dos sinais de corrente e com alimentação simples de +5V, para o microcontrolador. Demais detalhes dos circuitos de controle e comando são abordados no capítulo 4.

Figura 4.8: Layout da placa do conversor Boost - à direita, parte superior do cobre; à esquerda, parte inferior, parte de cobre do verso da placa



Fonte: produção do autor

Neste capítulo foram apresentados os conversores CC-CC não isolados, com ênfase para o conversor boost. Foi feito o projeto de um conversor boost operando em condução contínua, calculados os esforços nos componentes e especificados os mesmos para um arranjo de seis painéis fotovoltaicos conectados em paralelo na entrada do conversor. A próxima etapa consiste njo projeto do sistema de controle e comando do conversor.

5 CIRCUITO DE CONTROLE E COMANDO

5.1 CONTROLE DE CORRENTE DE ENTRADA

Para que se possa fazer a busca pelo ponto de máxima potência dos painéis, o conversor deve ser controlado de uma tal maneira que, dada uma referência fornecida pelo algoritmo digital de MPPT, referência esta de um parâmetro que possa ser controlado, o conversor siga esta referência. O controle do conversor será feito através da corrente no indutor.

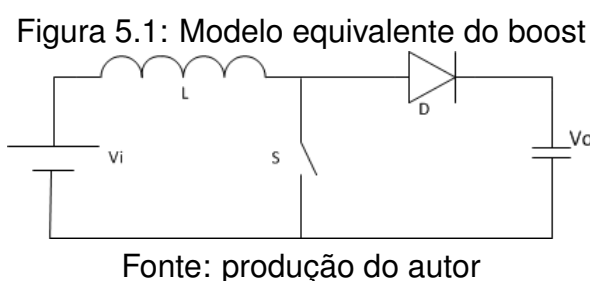
Desta forma, o algoritmo de MPPT gera uma referência de corrente que fará o conversor operar no MPP dos painéis solares conectados na sua entrada. Um controlador analógico, com o controle de corrente de entrada implementado, cuidará para que o conversor opere nesta referência indicada.

O controle atua através da alteração da razão cíclica D do conversor, com base em um sinal de controle gerado pelo compensador de corrente, que tem como entrada o sinal de erro entre a referência estabelecida e a corrente de entrada sensorada.

5.1.1 Modelagem do Conversor Boost

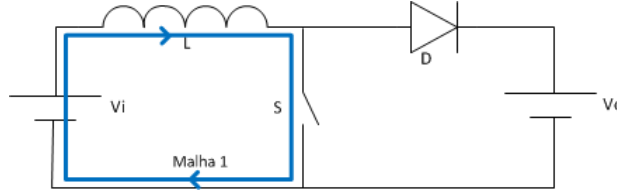
Para que se faça o controle por corrente média de entrada é necessário que se obtenha o modelo do conversor boost adequado para isso. O modelo que se busca é $i_L(s)/D(s)$. O procedimento foi baseado no apresentado em [1].

O circuito equivalente do conversor boost trabalhando em alta frequência está na figura (5.1) A entrada é considerada uma fonte de tensão constante, assim como a saída é considerada sem ondulação.



Aplicando a lei das malhas à malha de circuito da esquerda, conforme a figura (5.2), obtém-se a equação (5.1), de acordo com [1].

Figura 5.2: Malha de circuito do conversor



Fonte: produção do autor

$$V_i = L \frac{di_L}{dt} + V_o(1 - D) \quad (5.1)$$

Isolando-se o termo referente a derivada de corrente, equação (5.2).

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o(1 - D)}{L} \quad (5.2)$$

Uma variação ΔD na razão cíclica provoca uma variação Δi_L na corrente de entrada, portanto, equação (5.3).

$$\frac{d(i_L + \Delta i_L)}{dt} = \frac{V_i - V_o(1 - (D + \Delta D))}{L} \quad (5.3)$$

Abrindo os termos da equação, separando a parte referente à perturbação, tem-se a equação (5.4)

$$\frac{di_L}{dt} + \frac{d\Delta i_L}{dt} = \frac{V_i - V_o(1 - D)}{L} + \frac{V_o(\Delta D)}{L} \quad (5.4)$$

Comparando as equações (5.2) e (5.4) é possível concluir a equação (5.5).

$$\frac{d\Delta i_L}{dt} = \frac{V_o(\Delta D)}{L} \quad (5.5)$$

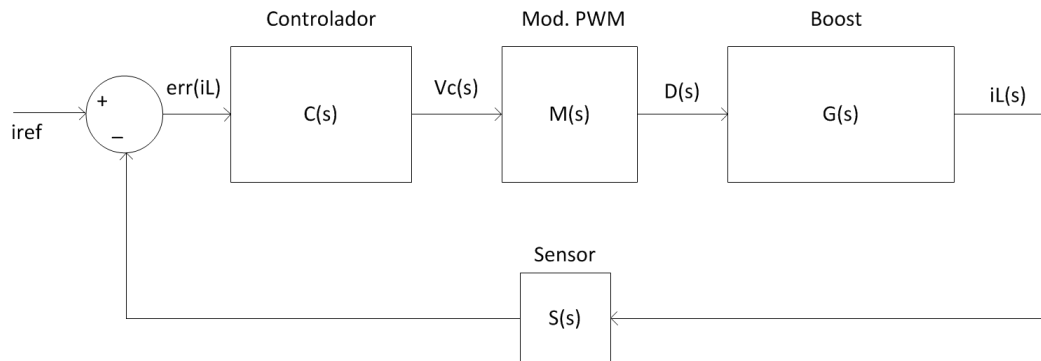
Aplicando a Transformada de Laplace em ambos os lados da equação e reorganizando os termos, obtém-se a função de transferência para o modelo em alta frequência do conversor boost.

$$\frac{\Delta i_L(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_o}{L \cdot s} \quad (5.6)$$

5.1.2 Projeto do Compensador de Corrente

De acordo com o que já foi abordado até o momento, pode-se mostrar o sistema de controle do conversor conforme a figura (5.3).

Figura 5.3: Sistema de controle do conversor



Fonte: produção do autor

Conforme apresentado na seção anterior, a função de transferência do conversor é mostrada na (5.7). A referência de corrente é um sinal de tensão que varia entre 0 e 5V, bem como, o sinal advindo do sensor de corrente varia entre 0 e 5V. Ambos representam uma medida de corrente que varia entre 0 e 50A, linearmente proporcional à tensão de saída do sensor.

$$\frac{\Delta i_L(s)}{\Delta D(s)} = G_M \frac{V_o}{L \cdot s} \quad (5.7)$$

A tabela (5.1) mostra os parâmetros do conversor boost necessários para obtenção de sua resposta em frequência. O valor de indutância utilizado é o que foi medido no componente após a construção. O ganho do modulador é dado por G_M .

Tabela 5.1: Especificações do Conversor Boost

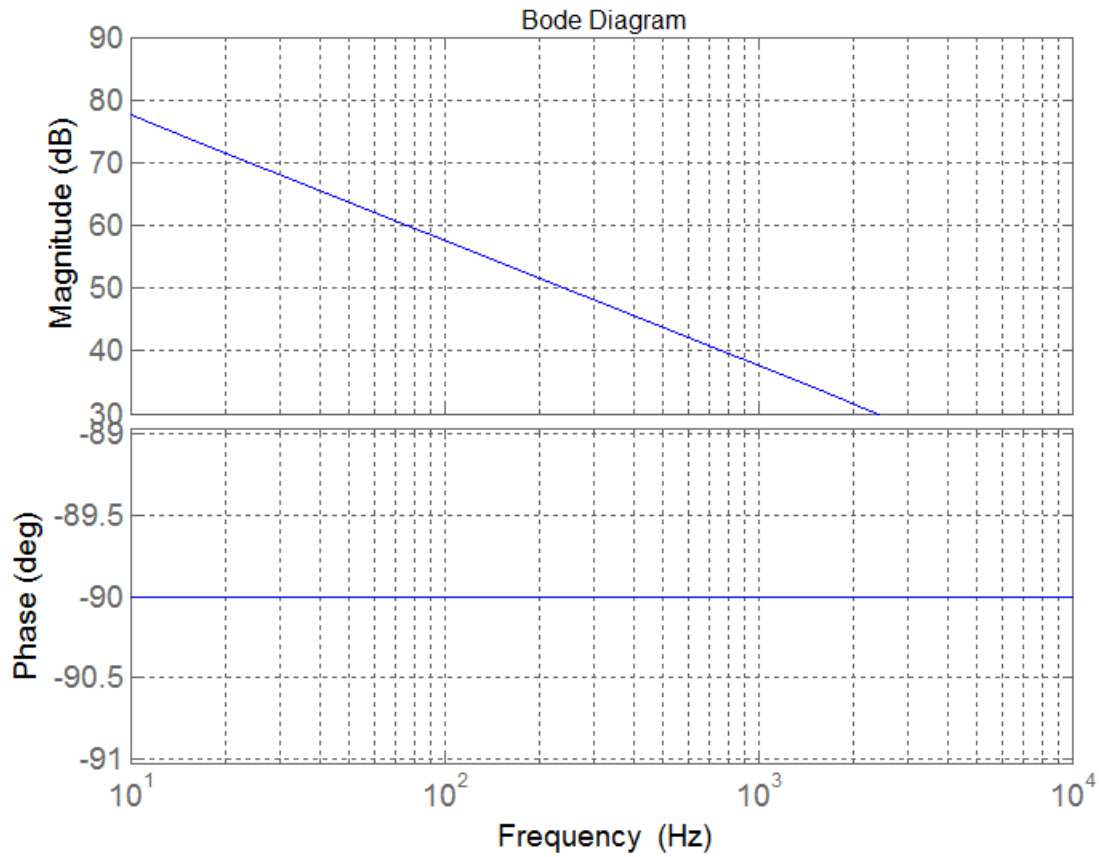
Parâmetro	Magnitude
V_o	24V
L	50 μ H
G_M	1/5

Fonte: produção do autor

O valor da indutância que aparece na tabela é o valor medido após a construção do elemento.

A resposta em frequência do conversor boost pode ser vista na figura (5.4).

Figura 5.4: Resposta de ganho e fase do Boost



Fonte: produção do autor

A sua função de transferência malha aberta apresenta as seguintes características: possui pólo na origem, portanto tem erro estático nulo e é estável, pois a passagem pela frequência de corte se dá com -20dB/dec.

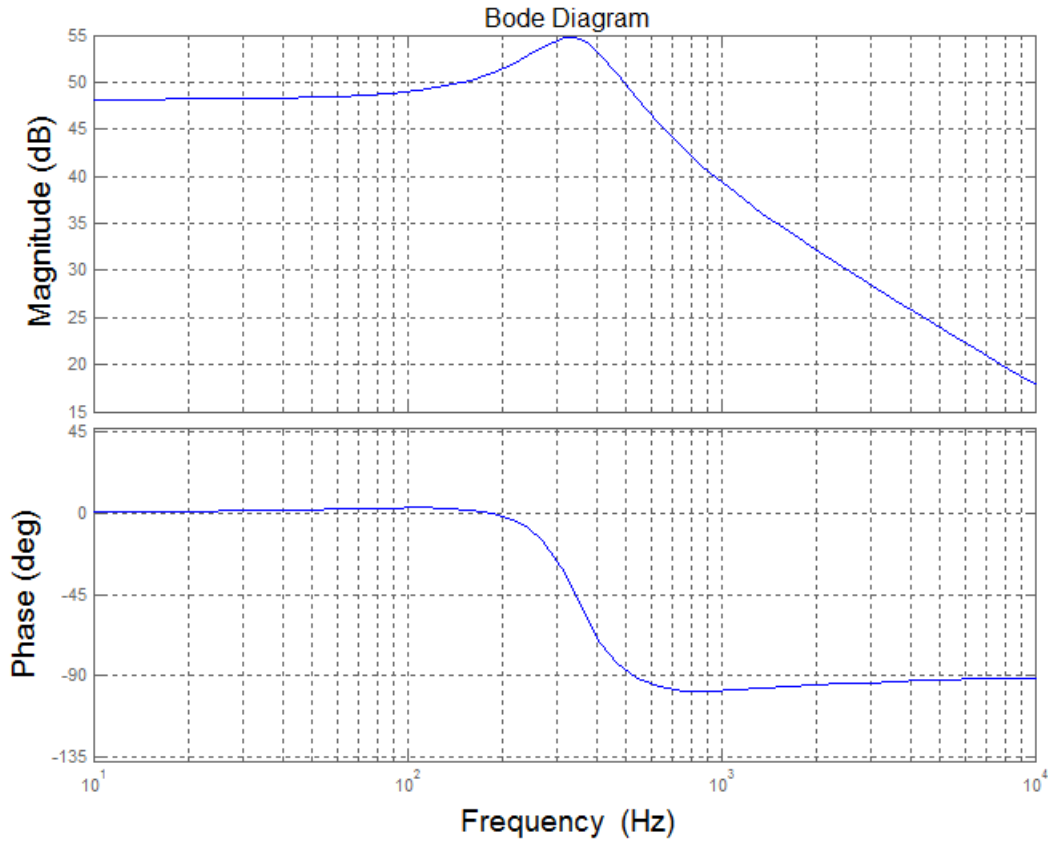
Contudo, esta função de transferência utilizada é aproximada, pois não leva em conta a ondulação da tensão na saída do boost. A figura (5.5) mostra o comportamento do conversor para um modelo mais completo, que considera a razão cíclica de operação em $D = 0,5$ e ondulação de saída. A função de transferência aparece na equação (5.8), de acordo com [6].

$$G(s) = \frac{((C_o R_o + 2C_o RSE)s + 2)V_o}{(C_o R_o L + L \cdot C_o RSE)s^2 + A \cdot s + R_o - 2R_o D + R_o D^2} \quad (5.8)$$

Onde A é dado pela equação (5.9).

$$A = -2R_o D C_o RSE + R_o C_o RSE + R_o D^2 C_o RSE + L \quad (5.9)$$

Figura 5.5: Resposta de ganho e fase do Boost



Fonte: produção do autor

Portanto observa-se que o boost não tem ganho elevado em baixas frequências, como indica o modelo para alta frequência, o que leva a um erro de estado estacionário. Um compensador integrativo pode resolver este problema, no entanto, o cruzamento por 0dB se daria com inclinação de $-40dB/dec$, levando o boost à instabilidade.

Tendo em vista estes argumentos, o compensador escolhido para o estágio $C(s)$ possui um pólo na origem mais um zero e um pólo em alta frequência. A sua função de transferência é apresentada na equação (5.10).

$$C(s) = k \frac{1 + s\tau_1}{s(1 + s\tau_2)} \quad (5.10)$$

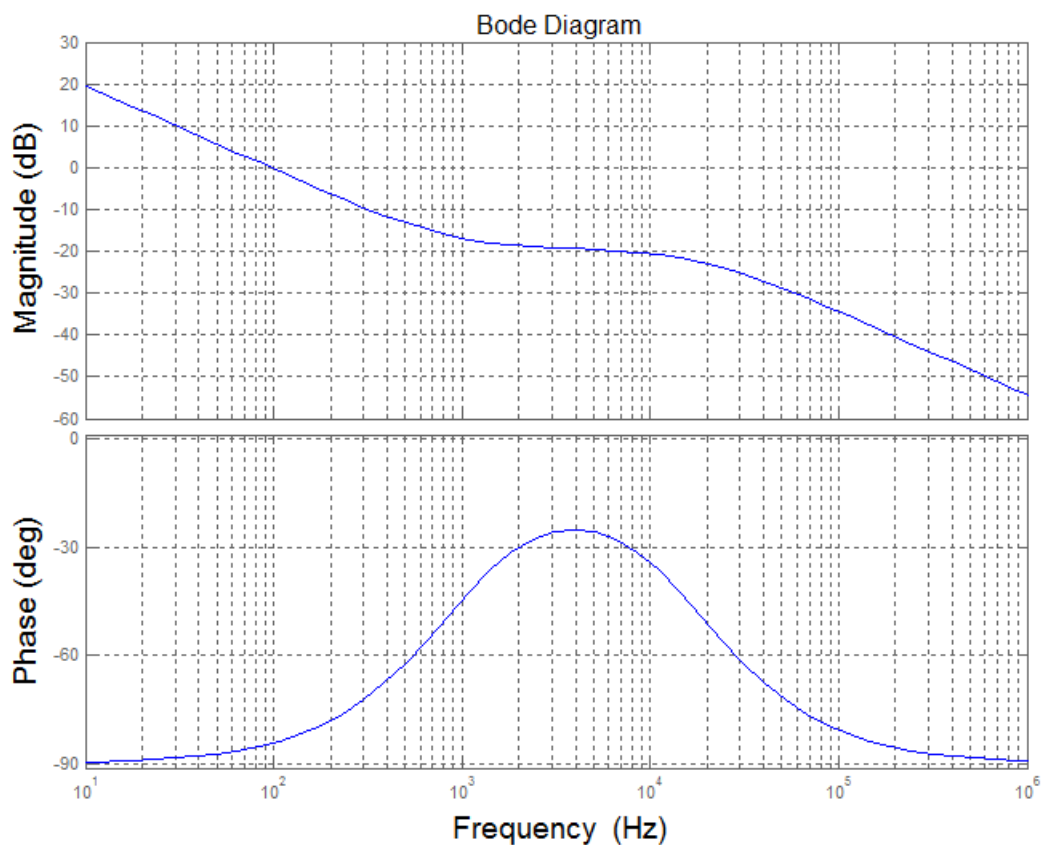
Para o projeto do compensador, a frequência de corte F_c em malha aberta do conjunto conversor e compensador foi fixada em 1/4 da frequência de chaveamento, $F_s/4 = 8,75KHz$. O zero do compensador foi posicionado uma década abaixo da frequência de corte e o pólo em alta frequência foi posicionado na metade da frequência de chaveamento, para que o diagrama compensador-planta cruze a frequência de corte com inclinação de $-20dB/dec$.

Desta forma, para atender à estas especificações, a função de transferência do controlador ficou como a equação (5.11).

$$C(s) = \frac{0.0001801s + 1}{s(1.495 \cdot 10^{-8}s + 0.001663)} \quad (5.11)$$

A resposta em frequência do compensador é apresentada na figura (5.6).

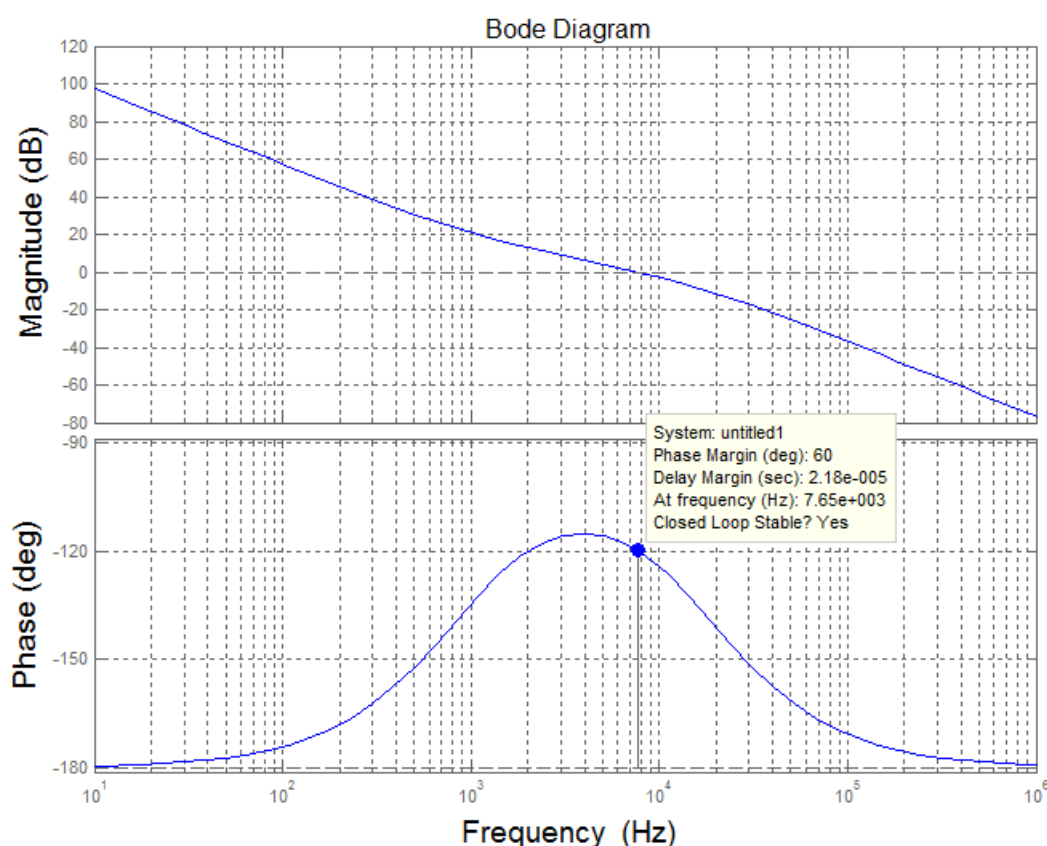
Figura 5.6: Resposta de ganho e fase do Compensador



Fonte: produção do autor

A resposta da função de malha aberta do conjunto compensador e conversor é apresentada na figura (5.7). A margem de fase ϕ_M obtida foi de 60° e a frequência de corte ficou em $7,65 KHz$.

Figura 5.7: Resposta de ganho e fase do Sistema

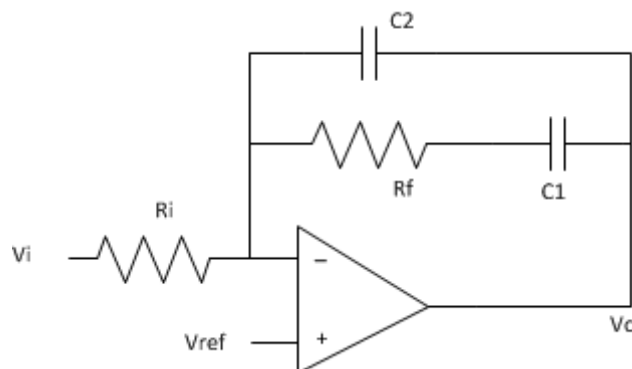


Fonte: produção do autor

5.1.3 Projeto do Circuito de Controle

O compensador obtido pode ser implementado de forma digital ou analógica, que foi o caso deste trabalho. Com a utilização de amplificadores operacionais e elementos passivos, um compensador pode facilmente ser sintetizado em um circuito eletrônico analógico. A figura (5.8) mostra o circuito equivalente do compensador.

Figura 5.8: Circuito Elétrico equivalente do Compensador



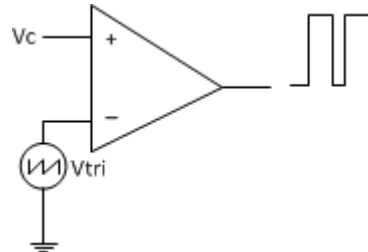
Fonte: produção do autor

A função de transferência deste circuito é apresentada na equação (5.12).

$$C(s) = \frac{1 + s \cdot R_f C_1}{s \cdot R_i (C_1 + C_2) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_f C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)} \quad (5.12)$$

A saída do compensador fornece uma tensão de controle, responsável por determinar a razão cíclica que será empregada no interruptor. Para isso utiliza-se a modulação PWM (*Pulse Width Modulation*), ou modulação por largura de pulso. Este sinal de controle é comparado com uma onda do tipo triangular dente-de-serra. Esta onda tem característica linear, de maneira que, quando comparada com o sinal de controle é possível gerar da saída um sinal PWM modulado por V_c . A figura (5.9) mostra o circuito modulador.

Figura 5.9: Circuito Elétrico do Modulador



Fonte: produção do autor

5.1.4 O circuito integrado UC3525

Existem diferentes maneiras para a implementação do circuito de controle e modulador PWM. Conforme exposto na seção (5.1.3) é possível implementar tanto o compensador quanto o modulador com componentes discretos, utilizando amplificadores operacionais. No entanto, com a grande utilização deste tipo de circuitos em eletrônica de potência, com o passar dos anos surgiram circuitos integrados que congregam funções diversas, combinadas em um único *chip*. Neste trabalho foi utilizado um destes integrados, o circuito integrado UC3525A. Este CI é capaz de fazer a modulação PWM, integrando também o compensador e outras características. O integrado fornece saídas complementares, úteis para diversos conversores estáticos, possui oscilador interno e ampla faixa de alimentação. A tabela (5.2) mostra mais algumas características.

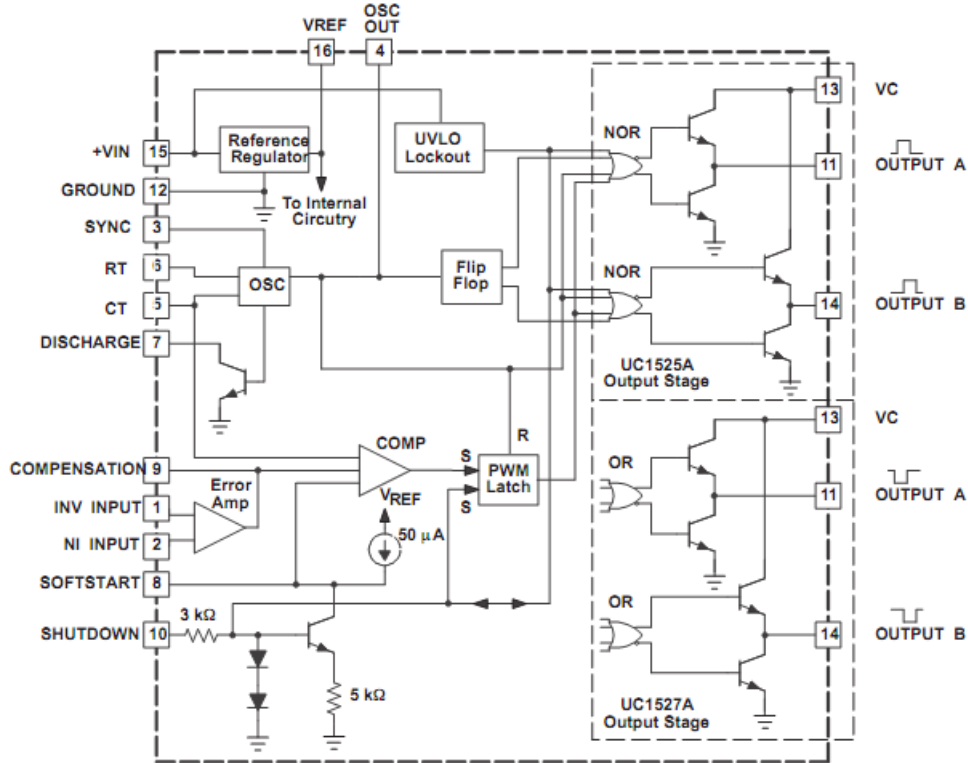
Tabela 5.2: UC3525A

Tensão de Operação 8V a 35V
Tensão de Referência 5,1V, 1% de precisão
Frequência do oscilador interno 100Hz a 500KHz
Partida suave gerada internamente
Tempo morto ajustável

Fonte: produção do autor

Na figura (5.10) é possível verificar o esquema elétrico interno do UC3525A.

Figura 5.10: UC3525A - Esquema elétrico interno



Fonte: produção do autor

Através dos pinos 1, 2 e 9 é possível ter acesso ao amplificador de erro (amplificador operacional) interno. Desta forma, a topologia apresentada na figura (5.8) para o compensador pode ser implementada com o UC3525A. Para isto é preciso igualar as equações (5.13) e (5.14).

$$C(s) = \frac{0.0001801s + 1}{s(1.495 \cdot 10^{-8}s + 0.001663)} \quad (5.13)$$

$$C(s) = \frac{1 + s \cdot R_f C_1}{s \cdot R_i (C_1 + C_2) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_f C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)} \quad (5.14)$$

Desta forma, fixou-se o valor de $R_i = 10K\Omega$, obtendo-se o valor dos demais componentes:

$$R_i = 10K\Omega$$

$$R_f = 5,75K\Omega$$

$$C_1 = 1,66nF$$

$$C_2 = 31,6nF$$

5.1.5 A frequência de Comutação

Desde o projeto do elemento magnético (indutor) e cálculo das perdas nos semicondutores, a frequência de chaveamento foi definida em $35KHz$. No UC3525A, os

pinos 6(RT) e 7(CT) são utilizados para a colocação externa de um capacitor e de um resistor, respectivamente. Estes componentes são responsáveis pela geração da frequência de oscilação do circuito modulador existente no CI. A equação (5.15) define a frequência de oscilação.

$$F_s = \frac{1}{0,7 \cdot CT \cdot RT} \quad (5.15)$$

Os valores definidos para CT e RT são os seguintes:

$$CT = 10nF \quad RT = 4k\Omega$$

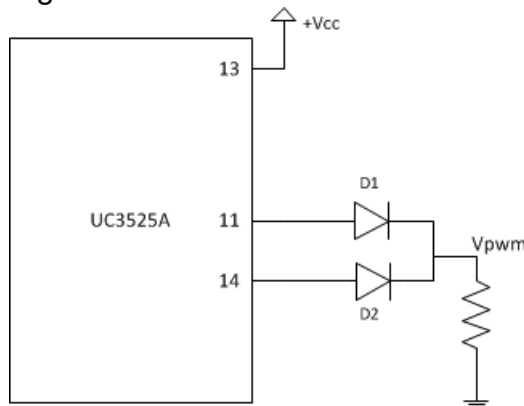
Com estes valores, a frequência de chaveamento empregada é de $F_s = 35,7KHz$

5.2 CIRCUITO DE COMANDO

5.2.1 Driver de comando do Interruptor

A saída do sinal modulado em PWM do UC3525A é dada nos pinos 11 e 14 (complementar). O sinal PWM destas saídas é limitado em uma razão cíclica $D = 0,5$. Nesta aplicação, o projeto prevê a utilização de razão cíclica acima de 50% e, para isso, as duas saídas complementares são conectadas através da colocação de um diodo em cada uma delas, conforme a figura (5.11).

Figura 5.11: Saída PWM - UC3525A

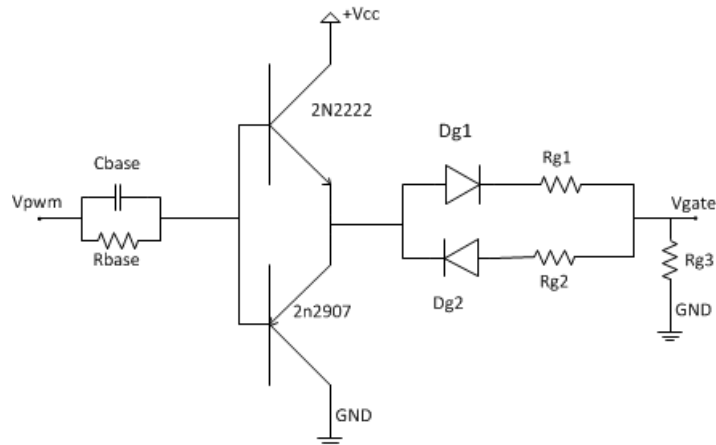


Fonte: produção do autor

Essa saída, no entanto, não é capaz de fornecer o nível de corrente necessário para uma rápida entrada em condução dos MOSFETs em paralelo. Desta forma, é necessário o emprego de um circuito de drive, o qual irá executar, propriamente dito o gatilho dos interruptores.

Portanto, faz-se necessário a utilização de um driver de comando dos interruptores. Este circuito deve receber o sinal V_g PWM do UC3525A e adequá-lo ao *gate* do MOSFET a ser acionado. A figura (5.12) mostra o circuito do driver para o comando de um Mosfet. Na utilização de mais interruptores, mesmo que o sinal de *gate* seja o mesmo é preciso a utilização de circuito de driver independentes.

Figura 5.12: Driver de comando de Mosfet



Fonte: produção do autor

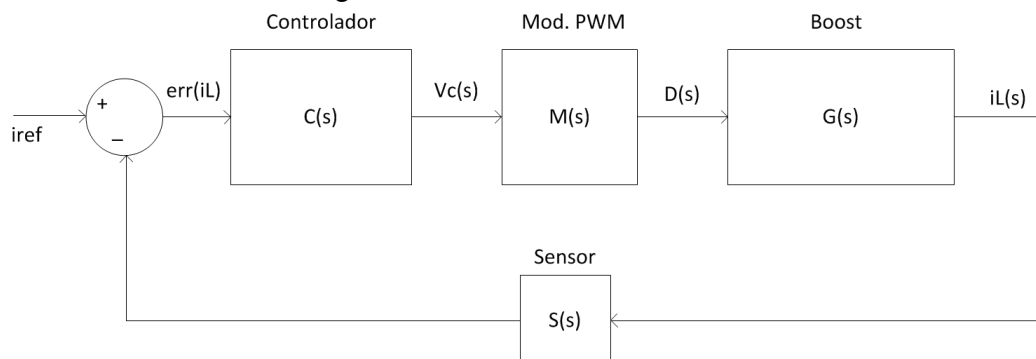
No circuito do driver, os resistores R_{g1} e R_{g2} são os resistores de gate do Mosfet. Na entrada em condução apenas o diodo D_{g1} está conduzindo e na entrada em bloqueio apenas D_{g2} está conduzindo. Desta forma é possível projetar o tempo de entrada em condução e o tempo de entrada em bloqueio através do valor de R_{g1} e de R_{g2} , respectivamente.

R_{g3} é responsável por garantir que quando não houver nenhum sinal de comando nem de alimentação no driver V_{gate} não fique flutuando. Isto pode acontecer quando o conector que alimenta o driver for desconectado. Este resistor deve ter um valor alto, da ordem de $10K\Omega$.

5.2.2 A referência de Corrente do circuito de Controle

A malha de controle do sistema é responsável por fazer que o conversor opere com uma certa corrente de entrada i_L , de acordo com a referência definida, dentro das especificações de controle estabelecidas, conforme a figura (5.13).

Figura 5.13: Malha de Controle



Fonte: produção do autor

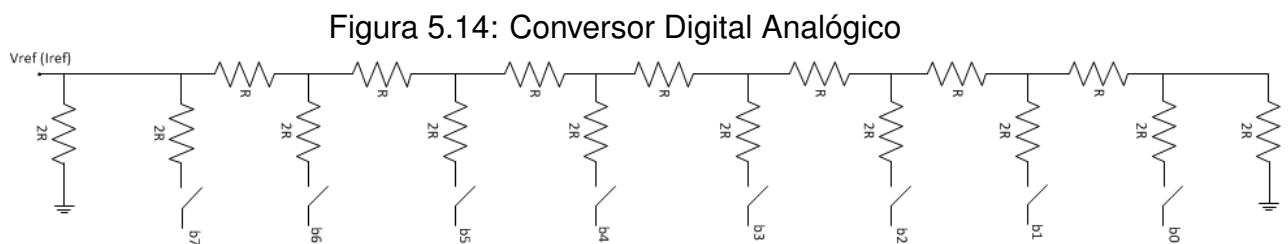
Esta referência de corrente deve ser determinada pelo algoritmo de MPPT. Desta forma, o painel irá operar no seu ponto de máxima potência, pois, o algoritmo irá determinar qual a corrente de entrada do conversor i_L , que é a mesma corrente de

saída do painel (ou da associação de painéis) que irá fazer com que a máxima potência seja extraída.

Na entrada do conversor são feitas as medidas de corrente I_{pv} e tensão V_{pv} .

A referência de corrente é gerada por conversor analógico digital do tipo Rede R-2R. Ela é um valor analógico de tensão que pode variar entre $0V$ e $5V$ e representa a corrente desejada.

Um conversor digital analógico (*Digital-to-analog converter - DAC*) recebe uma palavra de 8 bits do microcontrolador e converte em um valor analógico, que será a referência de corrente, conforme a figura (5.14).



Fonte: produção do autor

Existem outras maneiras de gerar a tensão de referência digitalmente, por exemplo, com um sinal PWM e um filtro passa baixas.

5.2.3 O microcontrolador PIC16F877A

O microcontrolador utilizado para a implementação do MPPT é da fabricante Microchip, da família 16F, modelo 16F877A. Algumas de suas características principais aparecem na tabela (5.15). Possui 8 entradas analógicas e 33 I/O digitais.

Figura 5.15: PIC16F877A

Device	Program Memory		Data SRAM (Bytes)	EEPROM (Bytes)	I/O	10-bit A/D (ch)	CCP (PWM)	MSSP		USART	Timers 8/16-bit	Comparators
	Bytes	# Single Word Instructions						SPI	Master I ² C			
PIC16F877A	14.3K	8192	368	256	33	8	2	Yes	Yes	Yes	2/1	2

Fonte: produção do autor

Através de duas entradas analógicas, o microcontrolador faz a leitura dos valores de tensão e corrente de saída dos painéis, que são convertidos através de um conversor analógico digital (A/D) configurado em 8 bits.

Além disto, através de uma porta de entradas e saídas digitais, o microcontrolador fornece a palavra de 8bits utilizada pela rede R-2R para gerar a referência analógica de tensão para o circuito de controle da corrente de entrada do conversor.

5.2.4 Método MPPT

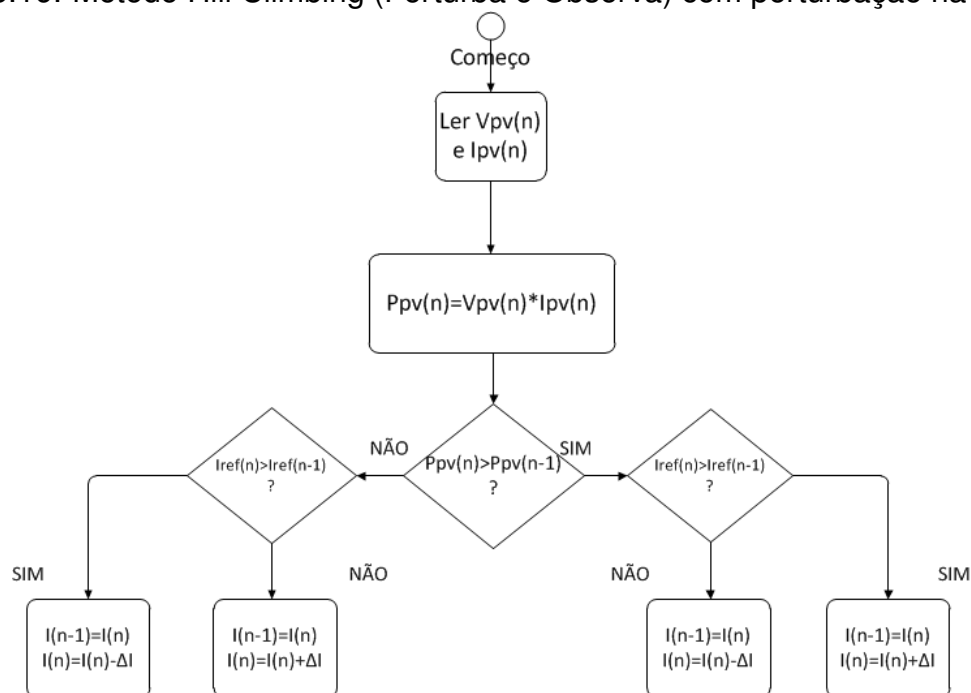
Para implementação do algoritmo MPPT escolhido foi utilizado um microcontrolador. Este é responsável por fazer a leitura dos valores de tensão e corrente na

entrada do conversor, que também é a saída dos painéis fotovoltaicos. O algoritmo escolhido foi o *Hill Climbing* (Perturba e Observa). Este método, conforme apresentado anteriormente, utiliza o valor da potência de saída do painel fotovoltaico para atuar sobre o controle do conversor boost e realizar, assim, o rastreamento do ponto de máxima potência.

Para atuar sobre o controle do conversor, o algoritmo que utiliza o método *Hill Climbing* pode modificar diretamente a razão cíclica ou a corrente de entrada do conversor.

Neste trabalho, o algoritmo MPPT, através da leitura da potência de saída do painel, gera a referência de corrente que é utilizada pelo circuito de controle do boost. Ao fazer o conversor operar no ponto dado pela referência de corrente gerada pelo MPPT, o controlador faz com que os painéis forneçam a máxima potência disponível, operando no seu ponto de máxima potência. O método de MPPT implementado é mostrado na figura (5.16).

Figura 5.16: Método Hill Climbing (Perturba e Observa) com perturbação na corrente



Fonte: produção do autor

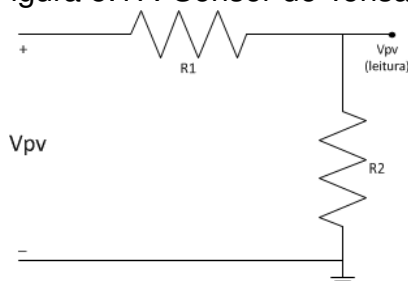
Este método parte de uma corrente de referência inicial, armazenada em $I(n)$. Primeiramente são feitas as aquisições de tensão e corrente de saída dos seis painéis em paralelo e é calculada a potência. As aquisições de tensão e de corrente são feitas com uma frequência de 15KHz. Cada leitura consiste de uma média de 50 aquisições, portanto, a frequência implementada para a leitura das variáveis é de 300Hz. Esta potência é comparada com aquela calculada na iteração anterior (supondo o programa já a partir da sua segunda iteração). Caso a potência esteja aumentando é feita a comparação da referência de corrente atual com a anterior $I(n-1)$. Caso a referência de corrente também tenha sido aumentada, ela novamente é incrementada, com um ΔI . Ou seja, caso a perturbação dada em um sentido, sentido de aumento da referência de corrente, esteja proporcionando aumento na potência medida, esta perturbação continua, no mesmo sentido, caso contrário, a perturbação passa a ser feita no sentido

oposto. Desta forma, percorre-se a curva de corrente versus potência do conjunto de painéis, conforme visto no capítulo sobre células fotovoltaicas, encontrando o seu máximo. Encontrado o ponto de máxima potência dos painéis, a referência de corrente passa a oscilar em torno deste ponto. O método é chamado de Hill Climbing em alusão à "escalada" da curva mencionada até o MPP. O incremento (ou decremento, dependendo do sentido em que é dada a perturbação) aplicado na referência de corrente implementado foi fixado em $\Delta I = 100mA$.

5.2.5 Leitura de Tensão V_{pv}

A leitura da tensão dos painéis fotovoltaicos é feita através de um divisor resistivo, mostrado na figura (5.17)

Figura 5.17: Sensor de Tensão



Fonte: produção do autor

O ganho deste sensor foi estabelecido em $G_v = 0,125$, os valores das resistências são os seguintes:

$$R1 = 70,2K\Omega(68K\Omega + 2,2K\Omega)$$

$$R2 = 2,2K\Omega$$

5.2.6 Leitura de Corrente I_{pv}

A leitura da corrente de entrada do conversor é feita através de um sensor de efeito Hall. As características do sensor são apresentadas na tabela (??).

Tabela 5.3: Especificações do Sensor Hall

Característica	Descrição	Valor
Modelo	Honeywell	CSNT651
I_N	Faixa de corrente sensível	$\pm 150A$
I_N	Tipo de corrente sensível	AC, DC
E	Número de espiras	2000
t_r	Tempo de resposta	$> 5\mu s$
V_{alim}	Tensão de alimentação	$\pm 12V \pm 15V$
T_{op}	Temperatura de operação	$-40^\circ C + 85^\circ C$

Fonte: produção do autor

Uma imagem do sensor pode ser vista na figura (5.18).

Figura 5.18: Sensor de Corrente



Fonte: produção do autor

A saída do sensor é dada em corrente e o ganho do sensor Hall é $G_{hall} = 1/2000$.

Para que o conversor A/D do microcontrolador faça a leitura do valor de corrente é preciso convertê-lo em tensão. Isto é feito através de um resistor $R_{I_{pv}} = 200\Omega$.

Desta forma, o ganho final do sensor de tensão G_i é mostrado na equação (5.16).

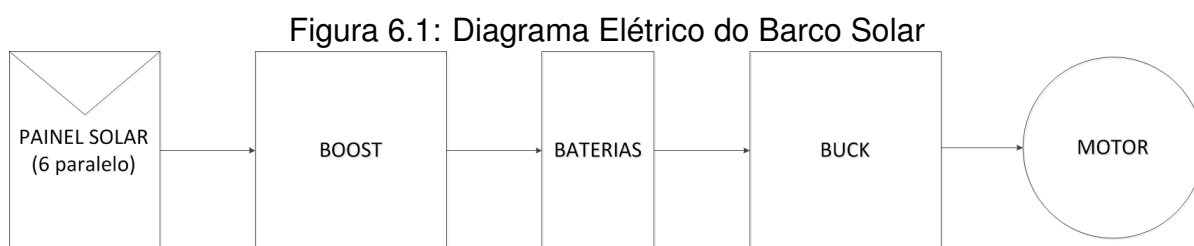
$$G_i = G_{hall} \cdot R_{I_{pv}} = \frac{1}{2000} \cdot 200 = 0,1 \quad (5.16)$$

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 RESULTADOS DO CATAMARÃ SOLAR UDESC

A competição fornece os painéis solares para todas as equipes: são seis painéis que podem ser associados da forma que a equipe projetar. Além disso, a capacidade de armazenamento de energia elétrica das baterias não deve ultrapassar 1KWh. Desta forma, o armazenamento do excedente de energia elétrica gerada é feito em duas baterias Optima Yellowtop, com capacidade total de 984Wh.

Por isso, o conversor boost com MPPT desenvolvido neste Trabalho de Conclusão de Curso foi projetado para trabalhar com a conexão de seis painéis conectados em paralelo na entrada e para suportar sua respectiva potência. Ele compõe um dos estágios do sistema elétrico da embarcação, sendo responsável por fornecer energia ao controlador de velocidade - um conversor Buck - e carregar as baterias com o excedente de energia. A figura (6.1) mostra o diagrama de blocos do esquema elétrico do Catamarã.



Fonte: produção do autor

O motor, utilizado para movimentar um conjunto de transmissão mecânica que transfere potência à helice da embarcação, é um motor de corrente contínua de 4,8KW de potência nominal, mostrado na figura (6.2). A potência do motor (4,8KW) é superior à potência máxima fornecida pelo conjunto de painéis (780W), desta forma, é possível alimentar o motor com os painéis e mais a potência fornecida pelas baterias, em momentos em que a prova exija uma potência superior, inclusive como estratégia de prova.

Figura 6.2: Bateria Optima Yellowtop e Motor



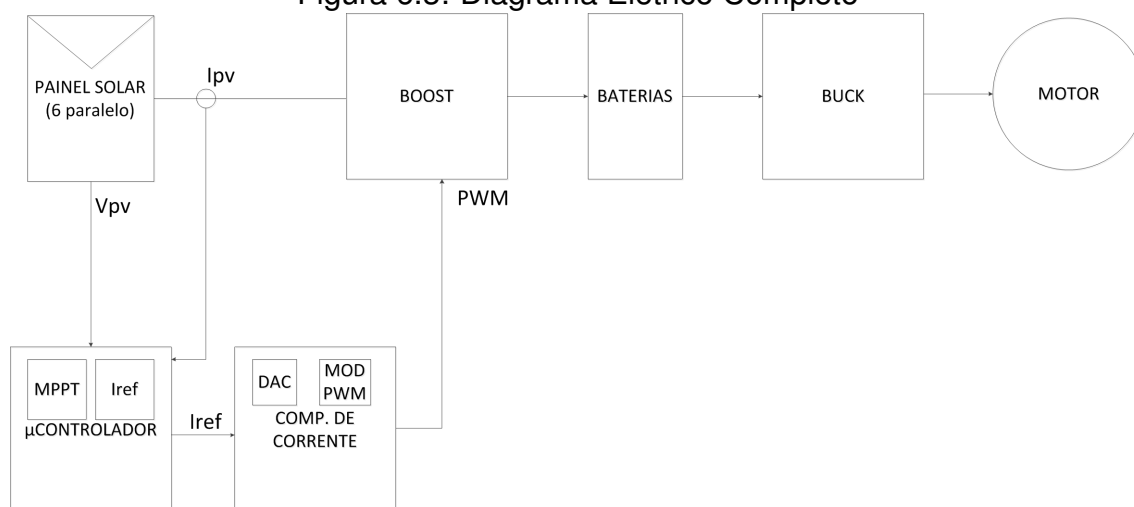
Fonte: produção do autor

No Desafio Solar Brasil 2012, foi utilizado um algoritmo de rastreamento de ponto de máxima potência do tipo Perturba e Observa com perturbação na razão cíclica. Uma das saídas do tipo PWM do microcontrolador foi utilizada para o comando do interruptor do conversor boost, associada à um driver de comando. Para viabilizar a utilização na competição, onde a energia dos painéis fotovoltaicos é encaminhada para o motor através do conversor Buck e o excedente armazenada em baterias, se faz necessário uma regulação da tensão e corrente de saída do boost, para não danificar as baterias. Além disso, o código implementado no microcontrolador possui proteção para tensão e corrente da bateria, conectada na saída do conversor boost. Desta forma, o algoritmo implementado possui duas rotinas principais: uma rotina referente ao MPPT, a qual determina a razão cíclica a ser empregada para operar os painéis no ponto de máxima potência. Antes de atualizar na saída a razão cíclica estabelecida, uma outra rotina verifica se a tensão e a corrente saída estão dentro dos limites estabelecidos para as baterias. Caso a razão cíclica que o algoritmo da rotina de MPPT empregou na saída fez com que esses limites sejam excedidos, na próxima iteração, a segunda rotina faz a diminuição da razão cíclica, de modo a manter a tensão e corrente dentro dos limites.

6.2 ENSAIOS EM LABORATÓRIO

O sistema desenvolvido completo aparece na figura (6.3). Como já apresentado, a leitura de tensão e corrente é feita na saída do arranjo fotovoltaico, em seguida, a potência é calculada no microcontrolador e com base no seu comportamento é calculada a referência de corrente para o compensador, através de uma palavra digital de 8bits, convertida em um DAC. Um modulador PWM gera o sinal de comando para os interruptores.

Figura 6.3: Diagrama Elétrico Completo



Fonte: produção do autor

Nos ensaios em laboratório, para validação do conversor Boost e MPPT, foram desconectados o conversor Buck e o motor. Para compor a carga, conectada na saída, utilizou-se um banco de resistências conectado em paralelo com duas baterias de 12V (em série). O banco de baterias fornece a característica de barramento CC de saída, já a resistência proporciona que opere-se em potência nominal sem danificar as baterias em questão na saída.

Figura 6.4: Arranjo de painéis fotovoltaicos



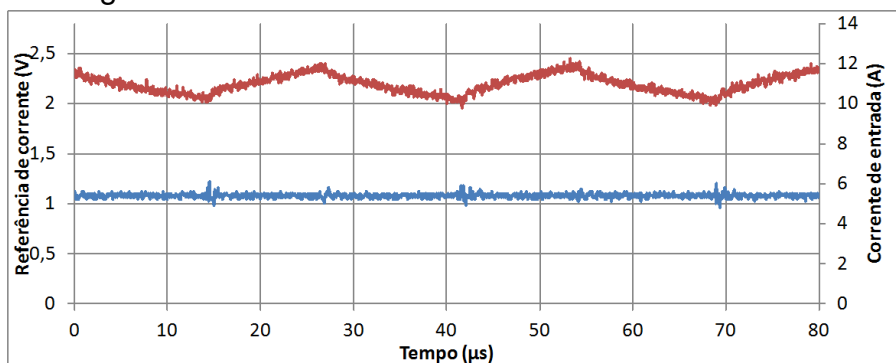
Fonte: produção do autor

Para a validação do algoritmo de MPPT, a obtenção dos resultados foi feita em dias diversos, aproveitando os períodos de sol. O arranjo foi montado utilizando seis painéis em paralelo conforme a figura (6.4).

6.2.1 Corrente no Indutor

A figura (6.5) mostra a corrente de entrada do conversor (corrente no indutor), sendo a forma de onda com formato triangular. Esta aquisição foi realizada com uma bateria de 12V na entrada e uma carga resistiva de 5Ω conectada na saída em paralelo com um banco de baterias de 24V. É possível observar que a ondulação na corrente ficou dentro do especificado. Para a validação do conversor foi imposta uma referência fixa de corrente de entrada i_L .

Figura 6.5: Tensão de referência e Corrente no indutor

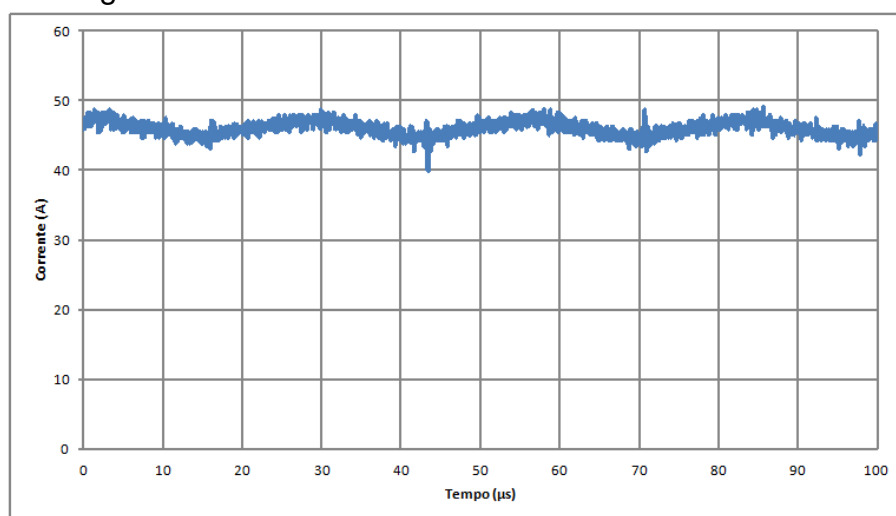


Fonte: produção do autor

Na figura aparece a tensão de referência do controle de corrente. Cada 1V de V_{ref} representa 10A de corrente média no indutor. Fica visível pela figura que a corrente de entrada segue a referência imposta pelo controle.

Já a figura (6.6) mostra a operação do conversor em operação em corrente nominal, no teste feito com potência nominal. Verifica-se que a corrente média chega próximo de 50A.

Figura 6.6: Tensão de referência e Corrente no indutor

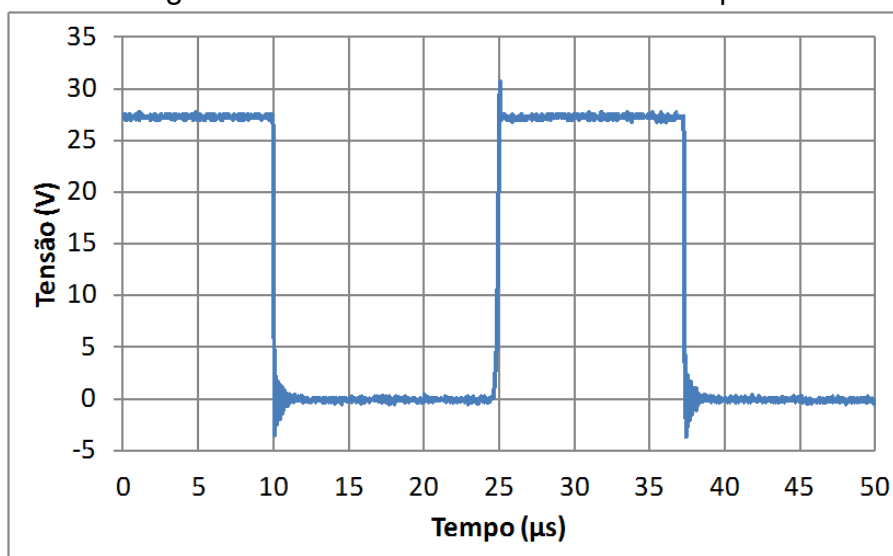


Fonte: produção do autor

6.2.2 Tensão Dreno-Fonte do Interruptor

A tensão dreno-fonte V_{ds} dos interruptores é mostrada na figura (6.7). Esta aquisição foi feita com o conversor operando em potência nominal de $780W$. A figura mostra o comportamento da tensão sobre o interruptor, não foi utilizado snubber, uma vez que os esforços ficaram dentro do especificado para o componente na folha de dados. A medição foi feita sobre os terminais do componente. O snubber é do tipo dissipativo-resistivo e serve para diminuir as oscilações em alta frequência na entrada em bloqueio do interruptor. A oscilação encontrada e medida em laboratório foi de $20MHz$. Os valores dos componentes do snubber são: $R_s = 6,8\Omega$ e $C_s = 3,6nF$.

Figura 6.7: Tensão dreno-fonte no interruptor

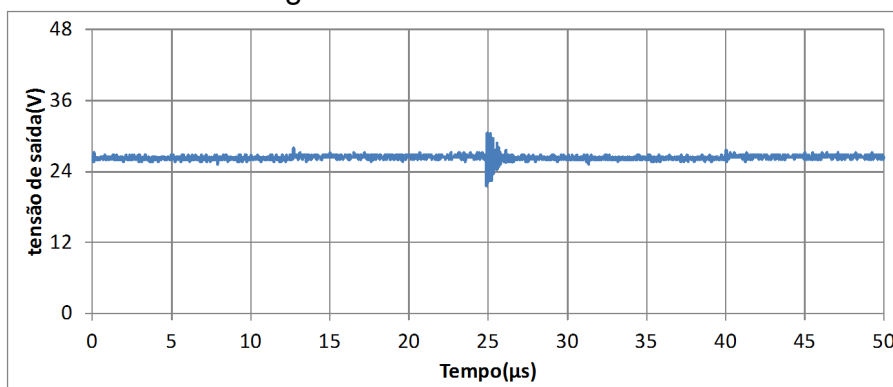


Fonte: produção do autor

6.2.3 Tensão de Saída

A tensão de saída para a sua condição nominal aparece na figura (6.8). A ondulação ficou dentro do projetado $> 5\%$ e existe uma pequena oscilação na frequência de chaveamento do conversor, visível na figura.

Figura 6.8: Tensão de saída

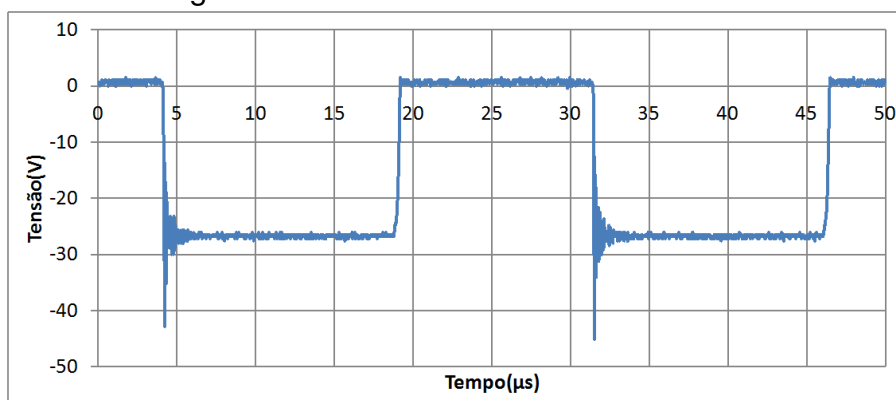


Fonte: produção do autor

6.2.4 Tensão no Diodo

A figura (6.9) mostra o comportamento da tensão sobre o diodo na operação em potência e tensão de saída nominal, onde o esforço sobre este componente é maior. Constata-se que, para operação nominal existe ultrapassagem da tensão nominal de bloqueio do componente especificada na sua folha de dados que é de $40V$.

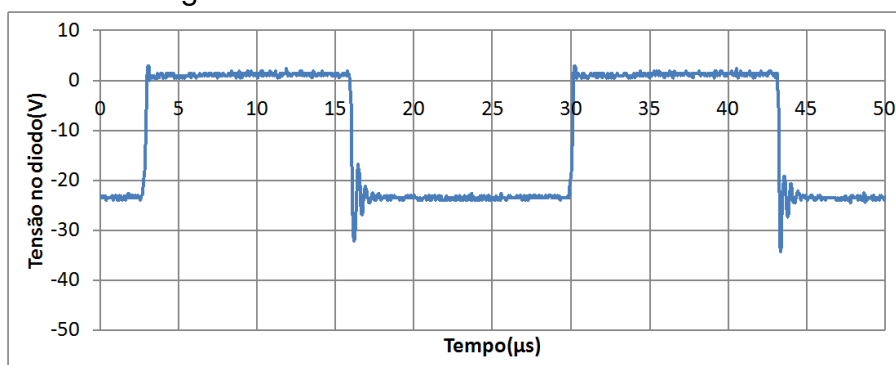
Figura 6.9: Tensão no diodo sem snubber



Fonte: produção do autor

Para contornar este problema e tornar viável a operação do conversor foi projetado um snubber do tipo RCD (resistor-capacitor-diodo), no modo de grampeamento de tensão. O snubber foi projetado para ter uma constante de tempo 100 vezes maior que a frequência de chaveamento de $35KHz$. Para tanto, os valores dos componentes são: $R_s = 2,9K\Omega$ e $C_s = 1\mu F$. O diodo é um *MUR1100e* ultra-fast da fabricante ON semiconductor. A figura (6.10) mostra o comportamento após a colocação do snubber.

Figura 6.10: Tensão no diodo com snubber



Fonte: produção do autor

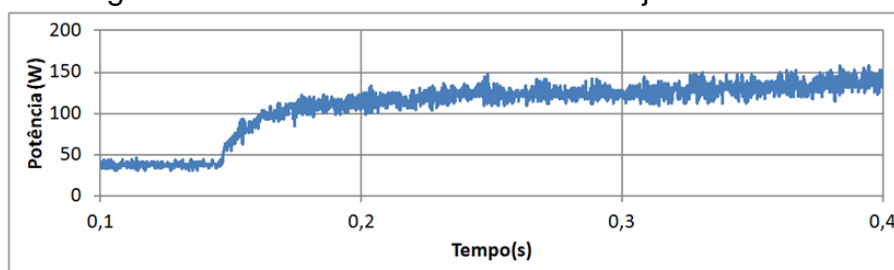
6.3 O CONVERSOR OPERANDO COM MPPT

Esta seção é utilizada para validar o algoritmo de MPPT implementado no controle do conversor boost. O controle do conversor é feito controlando a corrente de entrada, conforme já apresentado. O algoritmo de MPPT, por sua vez, atua na geração automática da referência de corrente para o controle, referência esta que faz o conversor operar o arranjo fotovoltaico no seu ponto de máxima potência.

6.3.1 Potência de Entrada com MPPT

A figura (6.11) mostra a potência de saída do arranjo fotovoltaico, potência de entrada do boost, com o MPPT atuando na referência de corrente. Inicialmente o comando está desligado e devido às baterias conectadas na saída estarem com carga baixa, o diodo boost conduz corrente à carga na saída. Após o início do comando é possível observar a atuação da partida suave e posteriormente o incremento da potência ao longo do tempo, tendendo à uma oscilação em torno de um valor constante em que a potência extraída dos módulos é máxima. O ensaio foi feito com um arranjo de 3 painéis conectados na entrada. Apesar de a curva não estar totalmente em regime permanente, é possível observar a dinâmica principal da curva. A irradiação e temperatura foram mantidas constantes, uma vez que o tempo de realização do experimento é pequeno, menor que um segundo.

Figura 6.11: Potência de saída do arranjo fotovoltaico



Fonte: produção do autor

6.3.2 O Desafio Solar Brasil

A embarcação construída pela equipe UDESC participou do Desafio Solar Brasil, realizado em março de 2012 em Florianópolis. Esta competição de nível nacional reuniu embarcações construídas por diversas universidades do país, entre elas UFSC, FRJR, Univali, UFF. A equipe da UDESC conquistou com o seu trabalho o título de melhor projeto do evento, com destaque de ser a única a desenvolver inteiramente o sistema eletrônico e de mppt.



Figura 6.12: Troféu de melhor projeto
Fonte: produção do autor

Nesta competição foi implementado o algoritmo de MPPT Hill Climbing digitalmente, também com o uso de microcontrolador. Diferentemente do algoritmo implementado para a obtenção das curvas experimentais aqui apresentadas, na competição o MPPT era feito variando a razão cíclica, ao invés da referência de corrente. O microcontrolador calculava a potência de saída dos painéis, da mesma forma, contudo, gerava diretamente através de uma saída PWM a razão cíclica para o comando dos interruptores.

Além disso, foi feito o controle dos limites de tensão e corrente da bateria, limitando estes níveis através do programa implementado no microcontrolador, que não permitia que a razão cíclica fosse incrementada caso estes níveis fossem atingidos. Os resultados experimentais referentes ao protótipo utilizado na competição não foram registrados, pois as condições adversas do mar, a água e a salinidade, deterioraram o primeiro protótipo do conversor.

Desta forma, o segundo protótipo, o qual é objeto deste trabalho foi incrementado, com o controle de corrente de entrada, com referência gerada pelo microcontrolador.

Conforme será apresentado nas conclusões, o controle de tensão de saída será necessário para a utilização deste conversor carregando baterias.

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho foram apresentados a modelagem matemática de células fotovoltaicas e o seu circuito elétrico equivalente. Foi feito o estudo do comportamento de tensão - corrente de um arranjo de células fotovoltaicas, simulando um painel fotovoltaico. Isto foi realizado através da utilização de parâmetros obtidos experimentalmente nos laboratórios do DEE, com variação de temperatura e irradiação, tendo sido feita a simulação no software MATHCAD.

Os métodos de rastreamento de máxima potência de painéis fotovoltaicos também participaram do escopo do trabalho, na forma de estudo, através do qual escolheu-se um método a ser implementado quando no momento da realização do controle do conversor.

O conversor Boost foi escolhido para compor o estágio CC-CC do sistema, projetado para potência nominal de entrada de 780W/21V/48A e saída em 24V. Projetou-se um circuito de controle de corrente de entrada para o conversor, além de um circuito de comando para o Boost. Os esforços nos componentes eletrônicos do conversor foram avaliados e o seu projeto levou em consideração a busca por maior eficiência, menor elevação de temperatura e confiabilidade, utilizando componentes de fabricantes conhecidos de qualidade assegurada.

Posteriormente ao projeto do sistema eletrônico deu-se a construção do protótipo, que foi avaliado em ensaios de laboratório, nas condições nominais de tensão, corrente e carga. Nesta etapa, foram implementados circuitos snubber dissipativos no diodo e nos interruptores. Desta forma, o conversor foi validado e sua utilização prática considerada possível.

O protótipo construído foi instalado no Barco Solar da UDESC Joinville, em um sistema composto por seis painéis solares de 130W e duas baterias de 12V/41Ah. O barramento CC fornecido pelo sistema alimentou um conversor Buck instalado na embarcação do tipo Catamarã, responsável pelo controle de velocidade de um motor CC de 4,8KW que movimenta a hélice impulsionando o barco. Durante a realização deste trabalho, a equipe participou do Desafio Solar Brasil, competição realizada em Florianópolis, competindo com embarcações de diversas Universidades brasileiras, onde foi agraciada com o prêmio de melhor projeto da competição, sendo a única a contar com um sistema de MPPT com desenvolvimento próprio.

O método de MPPT Hill Climbing (Perturba e Observa), escolhido para a implementação prática, mostrou-se adequado quando há a possibilidade da instalação de sensor de corrente e de tensão na saída do arranjo fotovoltaico. Do contrário, o método de tensão constante consiste em uma boa opção, evitando o gasto com instalação de sensor de corrente, porém tendo um desempenho inferior no rastreamento. Outros métodos não foram abordados com detalhe no escopo do trabalho.

O estudo realizado, bem como a implementação prática do conversor boost com MPPT atendeu às expectativas e abre caminho para trabalhos futuros, que implementem melhorias tanto no método de rastreamento, na topologia do conversor e no arranjo dos painéis. Sugerem-se as seguintes oportunidades: utilização de con-

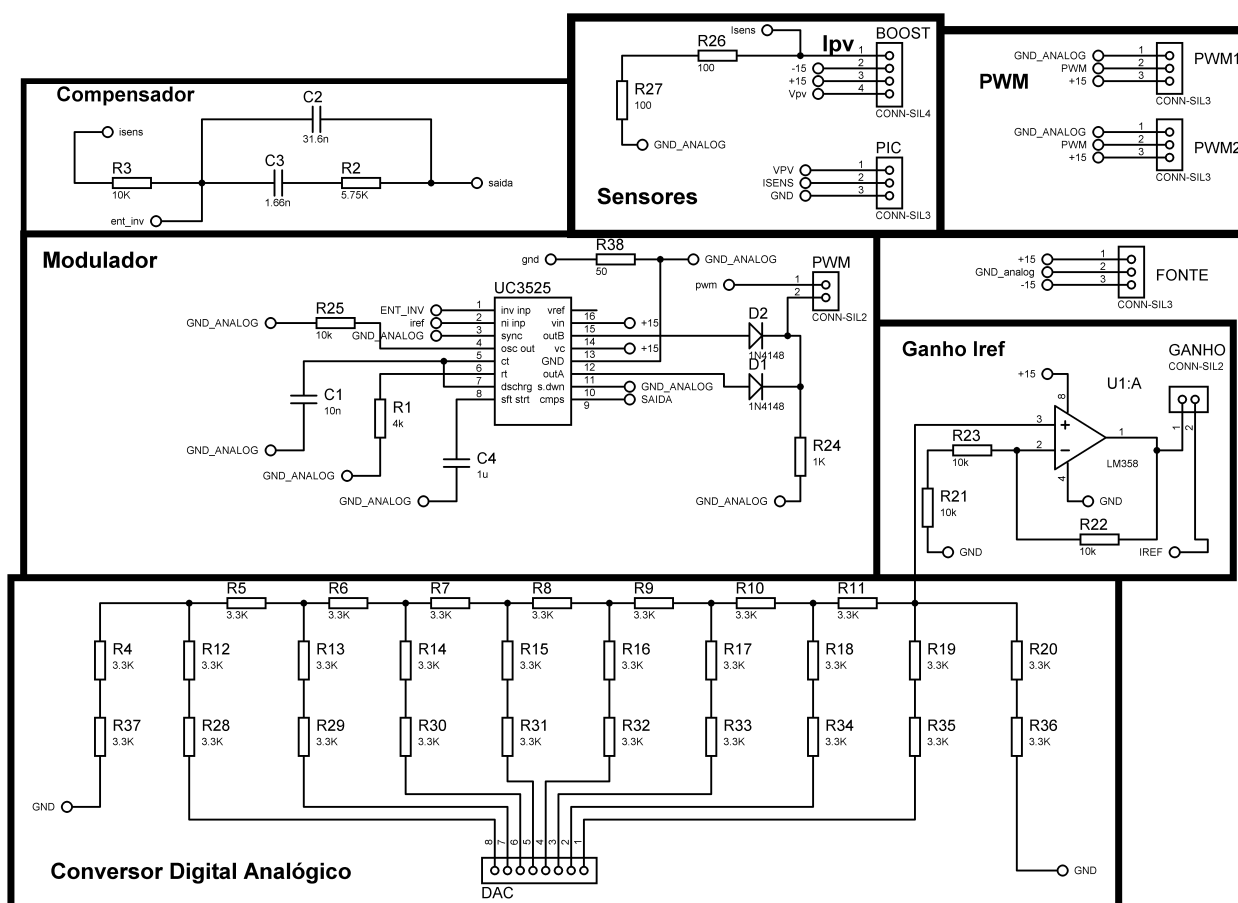
versores independentes para cada painel, arranjo de painéis em paralelo aos pares, aumentando o barramento de saída para 48V, o que possibilita uma diminuição nos valores de corrente eficaz no circuito. Além disso, para a utilização com uma bateria deve ser feito o controle da tensão ou corrente de saída.

8 ANEXO

Anexo A - Esquema elétrico da placa de controle

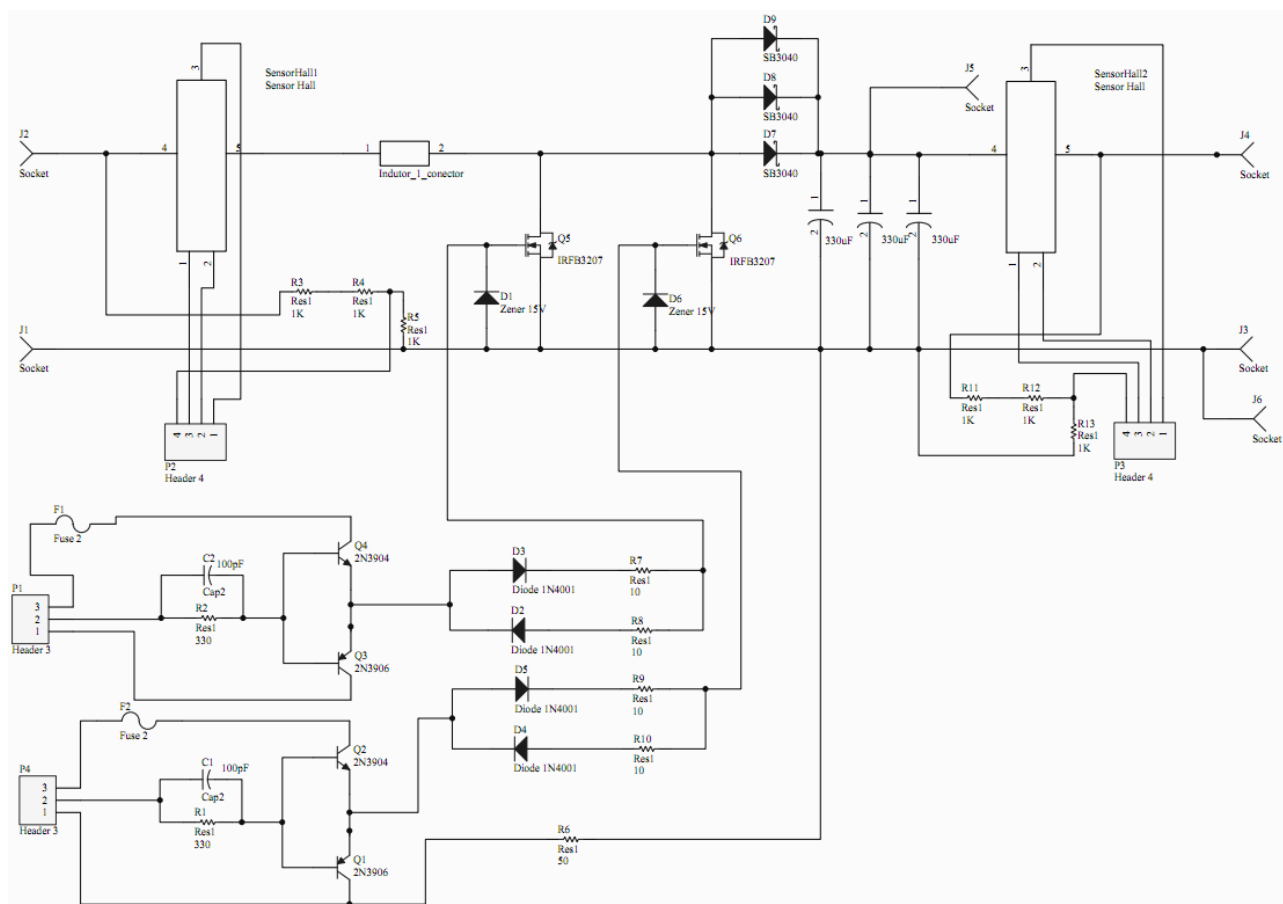
Este esquema elétrico mostra a placa de controle, com o integrado UC3525, que é composto do compensador e modulador. Também inclui o conversor Digital-Analógico, que recebe uma palavra digital da placa do microcontrolador para gerar a referência de corrente. Os sinais de corrente e tensão de entrada do boost são lidos por esta placa e enviados para o microcontrolador através do conector "PIC". O sinal de corrente é utilizado também na malha de controle.

Os valores dos componentes encontram-se na figura.



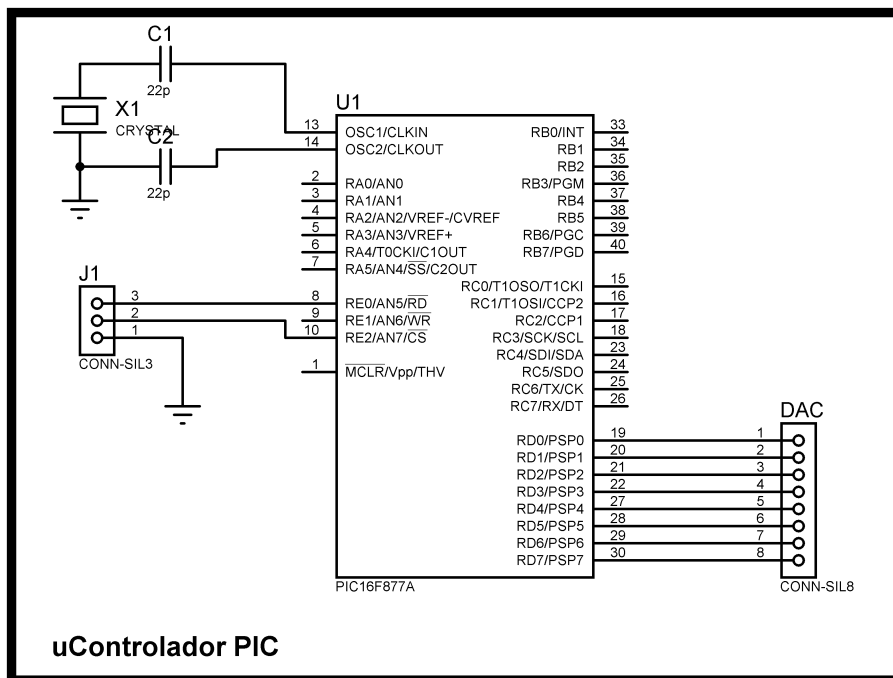
Anexo B - Esquema elétrico da placa de potência

Este esquema elétrico é da placa que contém o conversor boost, sensores de corrente e tensão e os drivers de gatilho dos mosfets. Na saída do conversor, o layout já prevê o local para instalação futura de um sensor de corrente e de tensão. O valor dos componentes aparece no esquemático.



Anexo C - Esquema elétrico da placa do microcontrolador MPPT

Este esquema elétrico é da placa que contém o microcontrolador, com o algoritmo de mppt, que gera a referência de corrente através da palavra digital fornecida no conector "DAC".



Anexo D - Código MPPT implementado no microcontrolador

O código foi escrito utilizando o software MPLAB, da fabricante MICROCHIP, que fabrica também o microcontrolador PIC. O compilador utilizado foi o CCS. Todos os softwares são encontrados gratuitamente na internet. O desenvolvimento e os testes necessários foram realizados na placa mostrada no Anexo C.

```

1 #include <16F877a.h>

#device adc = 8

#use delay(clock=20000000) //CONFIGURA CLOCK
6 #fuses hs,nowdt,noprotect,brownout // configuracao dos fusiveis

//FAST IO PARA PORTAS
#use fast_io(a)
#use fast_io(b)
11 #use fast_io(c)
#use fast_io(d)
#use fast_io(e)

//DEFINE PORTAS
16 #byte porta = 0x05
#byte portb = 0x06
#byte portc = 0x07
#byte portd = 0x08
#byte porte = 0x09

21 //DEFINE CONJUNTO DE LEDS DA PLACA DO KIT
#byte LEDS = 0x06

//DEFINE PINOS ESPECIFICOS
26 #bit Botao1 = portc.4
#bit Botao2 = portc.5
#bit Led1 = LEDS.6
#bit Led2 = LEDS.7
#bit Boost_on = portd.2
31 #bit Mppt_on = portd.3
#bit pwm = portc.6

//FUNCAO DE LEITURA DO SENSOR A/D
float sensor_ad(int canal)
36 {
    float result=0.0;
    byte valor;
    int count;
    int n_conversoes = 50; // n_conversoes representa o numero de convercoes
    // para fazer uma media de aquisicoes

41    for(count=0; count<n_conversoes; count++)
    {
        delay_us(2);
        set_adc_channel(canal);
        46    delay_us(20); //delay necessario para a conversao 20us
        valor = Read_ADC();
        result += valor;
    }
}

```

```

    }
    result = result/n_conversoes;
51  return(result);
}

56 //FUNCAO PRINCIPAL
void main() {

    //DEFINE VARIAVEIS
    float value = 0;
61  float Pin1 = 0;
    float Pin2 = 0;
    float Vpv = 0;
    float lpv = 0;
    float lnew = 35; //7 Amp
66  float lold = 0;
    float delta1 = 0.5;
    float lmin = 5; //1 Amp
    float lmax = 80; //16 Amp

71 // 4.998 = 1 Amp

    //CONFIGURA DIRECAO DAS PORTAS DIGITAIS: 0 => SAIDA; 1 => ENTRADA
    set_tris_a(0b00101111);
    set_tris_b(0x00);
76  set_tris_c(0b00000000);
    set_tris_d(0b00000000);
    set_tris_e(0b00000101);

    //SAIDAS
81  porta=0x00;
    portb=0x00;
    portc=0x00;
    portd=0x00;
    porte=0x00;

86 //CONFIGURA ADC
    setup_adc_ports( ALL_ANALOG );
    setup_adc( ADC_CLOCK_INTERNAL );

91 //ROTINA PRINCIPAL
while(1){
    //delay_ms(100);
    Vpv = sensor_ad(7); //pino 07
    lpv = sensor_ad(5); //pino 10
96 //potencia dos Paineis
    Pin1 = Pin2;
    Pin2 = Vpv*lpv; //calcula potencia

101  if (Pin2>=Pin1)
    {
        if (lnew>=lold)
        {
            lold = lnew;
            lnew = lnew + delta1;
106
        }
    }
}

```

```

        else
        {
            lold = lnew;
            lnew = lnew - deltaI;
111    }
    }
    else
    {
116    if (lnew>=lold)
    {
        lold = lnew;
        lnew = lnew - deltaI;
    }
121    else
    {
        lold = lnew;
        lnew = lnew + deltaI;
    }
126    }

    if (lnew>lmax){
        lnew = lmax;
    }
131    if (lnew<lmin){
        lnew = lmin;
    }

    LEDS = Pin2/100; // LEDs para acompanhamento da potencia
136    portd = lnew; // Conversor Digital Analogico p/ Tensao de Referencia
}
}

```

Codigo

Referências Bibliográficas

- [1] BATSCHAUER A. L.; NETO A. C.; PETRY C. A. **Conversor Boost Operando em Condução Contínua Aplicado à Correção de Fator de Potência Empregando Controle de Corrente de Entrada por Valores Médios Instantâneos**. 2000.
- [2] SEDRA Adel S.; SMITH Kenneth C. **Microeletrônica**. Makron BOOKS, 2000.
- [3] NOGUEIRA Carlos E. Camargo. **Dimensionamento de Sistemas Integrados de Energia Em Ambientes Rurais**. Tese de doutorado, UFSC, 2004.
- [4] NETO Anis Chehab. **Retificador PWM Trifasico de 26KW, Tres Niveis, Unidirecional, Fator de potencia unitario e alto rendimento para aplicação em centrais de telecomunicação**. Dissertação de mestrado, UFSC, 2002.
- [5] LAY-EKUAKILLE A.; TROTTA A.; MIDURI F.; CARELLA R.; ALONS D. **Experimental Setup for Multiparametric Characterization of Photovoltaic Panels**. In *AFRICON, 2009*. DOI - 10.1109/AFRICON.2009.5308114, pages 1–4, 2009.
- [6] de NOVAES Y. R. **Dedução da Função de Transferência Corrente de Entrada por Razão Cíclica para o Conversor Boost**. 2011.
- [7] MARTINS Denizar Cruz; COELHO Roberto F.; dos SANTOS Walbermark M. **Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência: Revisão e Novas Propostas**. 2011.
- [8] CAVALCANTI M.C.; OLIVEIRA K.C.; AZEVEDO G. M. S.; NEVES F.A.S. **Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems**. *Eletrônica de Potência, revista da SOBRAEP, Julho*, 12:163–171, 2007.
- [9] VERA Luis Horacio. **Programa Computacional Para Dimensionamento e Simulação de Sistemas Fotovoltaicos Autonomos**. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Sul Programa de Pos Graduacao em Engenharia Mecanica, 2004.
- [10] DRAGOMIR T.L.; PETREUS D.M.; PETCUT F.M.; CIOCAN I.C. **Comparative Analysis of Identification Methods of the Photovoltaic Panel Characteristics**. In *Automation Quality and Testing Robotics (AQTR), 2010 IEEE International Conference on DOI - 10.1109/AQTR.2010.5520674*, volume 3, pages 1–6, 2010.
- [11] FARRET F.A.; LENZ J.M.; TRAPP J.G. **New Methodology to Determinate Photovoltaic Parameters of Solar Panels**. *COBEP2011*, 2011.
- [12] EI OUARIACHI M.; MRABTI T.; YADEN MF.; KASSMI Ka. **Analysis, Optimization and Modelling of Electrical Energies Produced by the Photovoltaic Panels and Systems**. In *Control & Automation (MED), 2010 18th Mediterranean Conference on DOI - 10.1109/MED.2010.5547818*, pages 1614–1619, 2010.

- [13] ANDERSEN R. L. **Sistema de Interligação entre Módulos Geradores de Energia a partir de Células à Combustível do Tipo PEM e um Banco de Baterias.** Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2006.
- [14] SEGUEL Julio Igor Lopez. **Projeto de um Sistema Fotovoltaico Autonomo de suprimento de energia usando tecnica MPPT e controle Digital.** Dissertação de mestrado, UFSC, 2009.
- [15] ADAMO F.; ATIVISSIMO F.; SPADAVECCHIA M. **A tool for Photovoltaic Panels Modeling and Testing.** In *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2010 IEEE DOI - 10.1109/IMTC.2010.5488070*, pages 1463–1466, 2010.
- [16] MEZAROB M. **Sistema de Bombeamento de Água com Energia Obtida de Paineis Fotovoltaicos.** Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 1998.
- [17] DEMONTI Rogers. **Processamento da Energia Eletrica Proveniente de Modulos Fotovoltaicos.** Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pos-Graduação em Engenharia Eletrica, 2003.
- [18] GOETZBERGER A.; HOFFMANN V.U. **Photovoltaic Solar Energy Generation.** ISBN 3-540-23676-7, 2005.