

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO DE JOINVILLE – CTJ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE SISTEMAS
ELETRÔNICOS – PPGESE**

Carlos Eduardo Pscheidt

**CONCEPÇÃO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CUK
APLICADO NO RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA E
OPERANDO COMO UM CONTROLADOR DE CARGA DE BATERIA**

Joinville

2019

Carlos Eduardo Pscheidt

**CONCEPÇÃO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CÚK
APLICADO NO RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA E
OPERANDO COMO UM CONTROLADOR DE CARGA DE BATERIA**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas Eletrônicos para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Eletrônica.

Orientador: Prof. Giéri Waltrich, Dr.

Coorientador: Prof. Diego Santos Greff, Dr.

Joinville

2019



SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL
UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO DE JOINVILLE
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE SISTEMAS ELETRÔNICOS - PPGESE

Avaliação de Exame de Qualificação

No 28/02/2019 a partir das 9h, sala U155, Bloco U do Centro Tecnológico de Joinville da UFSC, reuniu-se a Banca Avaliadora de Exame de Qualificação composta pelos seguintes membros:


Nome	Instituição	Função
Prof. Dr. Gierry Waltrich	Universidade Federal de Santa Catarina	Presidente
Prof. Dr. Anderson Wedderhoff Spengler	Universidade Federal de Santa Catarina	Membro
Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd	Universidade do Estado de Santa Catarina	Membro
Prof. Dr. Xisto Lucas Travassos	Universidade Federal de Santa Catarina	Suplente

para a avaliação do Projeto de Pesquisa do estudante **Carlos Eduardo Pscheidt**, orientado pelo Prof. **Gierry Waltrich**, com trabalho intitulado **Concepção, Análise E Implementação De Um Conversor Cúk Aplicado No Rastreamento Do Ponto De Máxima Potência E Operando Como Um Controlador De Carga De Bateria**.

Da avaliação da Banca, o estudante foi considerado APROVADO () REPROVADO no Exame de Qualificação.

Para o caso de reprovação, a Banca levou em conta os seguintes aspectos, que devem ser considerados pelo estudante para nova submissão de requerimento de Exame de Qualificação, nos termos da resolução específica vigente:

Nestes termos, assinam:



Presidente

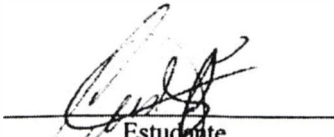


Membro



Membro

Suplente



Estudante

RESUMO

Neste trabalho é proposto o estudo e implementação de um carregador de baterias de Lítio e uma nova técnica de controle para o rastreamento do ponto de máxima potência - MPPT. O carregador é constituído a partir de um conversor Cúk e alimentado por um painel fotovoltaico. A estrutura de controle do conversor foi desenvolvida para atender a duas finalidades. No rastreamento do ponto de máxima potência é implementada uma nova técnica fundamentada nos princípios do método MPPT-Temp, que tem como objetivo simplificar a estratégia de controle e garantir a rapidez e precisão do rastreamento. A diferença em relação à técnica de referência é a determinação direta da temperatura de máxima potência a partir da leitura da tensão de circuito aberto, dispensando assim o uso de um sensor de temperatura e realizando a operação apenas com um sensor de tensão.

Neste trabalho também é realizada uma adaptação da modelagem matemática do conversor Cúk tendo em vista o funcionamento adequado e segurança na operação da bateria. Para isto são utilizados os valores limites de corrente e tensão no projeto de potência, diferentemente dos valores médios adotados na literatura.

A implementação dos conceitos abordados e desenvolvidos no projeto deste conversor permitem a concepção de um equipamento de menor custo, haja vista a simplificação do método de controle e topologia empregada.

Por fim é apresentada a metodologia empregada na concepção do conversor e as técnicas de aperfeiçoamento utilizadas. Obtidos os resultados experimentais das principais formas de onda, estes são comparados com os dados teóricos obtidos via simulação computacional a fim de validar os equacionamentos desenvolvidos. A técnica de controle será empregada em malha fechada, tendo em vista que uma das finalidades do trabalho é desenvolver um equipamento aplicável no âmbito comercial e para isto é necessário uma maior robustez na operação do mesmo.

Palavras-chave: Conversor Cúk. Painel fotovoltaico. Rastreamento do ponto de máxima potência - MPPT.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Topologia do conversor empregado neste trabalho.....	9
Figura 2	Representação da junção das camadas $p-n$ e o efeito físico gerado.....	13
Figura 3	Representação física da célula fotovoltaica do ponto de vista elétrico.....	13
Figura 4	Comparativo entre as tensões e correntes geradas por células fotovoltaicas unitárias e em série (MASTERS, 2013).....	14
Figura 5	Célula, módulo e arranjo fotovoltaico (MASTERS, 2013).....	14
Figura 6	Circuito elétrico idealizado da célula fotovoltaica.....	15
Figura 7	Circuito elétrico equivalente da célula fotovoltaica real.....	15
Figura 8	Representação da trajetória percorrida pelo sol em torno da superfície terrestre a fim de conceituar a massa de ar (COELHO et al., 2013).....	18
Figura 9	Curvas $V \times I$ para do módulo YL-150P-17b: (a) sob temperaturas diferentes e radiação constante; (b) sobre irradiações diferentes e temperatura constante.	20
Figura 10	Estrutura simplificada do conversor Cúk.	24
Figura 11	Estrutura do conversor Cúk na prática.	24
Figura 12	Primeira etapa de operação.	25
Figura 13	Segunda etapa de operação.	25
Figura 14	Principais formas de onda do conversor Cúk.	26
Figura 15	Ferramenta de modelagem de painel fotovoltaico no software PSIM.	32
Figura 16	Modelagem do painel fotovoltaico no PSIM.	33
Figura 17	Curvas $V \times P$ obtidas para o painel fotovoltaico modelado no PSIM.	34
Figura 18	Modelo computacional do conversor proposto considerando os componentes ideais.....	45
Figura 19	Correntes que circulam pelos indutores I_{L1} e I_{L2}	46
Figura 20	Corrente I_D no diodo.....	46
Figura 21	Corrente I_S no interruptor S.....	47
Figura 22	Tensão V_{C1} no capacitor C1.....	47

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Especificações elétricas do módulo YL-150P-17b no STC	19
Tabela 2	Comparação entre os métodos de rastreamento de MPPT.....	23
Tabela 3	Quadro comparativo entre os valores calculados e simulados do módulo fotovoltaico no PSIM.....	34
Tabela 4	Especificações de projeto do conversor Cúk.....	35
Tabela 5	Parâmetros construtivos do indutor de entrada.....	37
Tabela 6	Especificações técnicas do núcleo NEE 42/21/15 da Thornton.....	38
Tabela 7	Especificações técnicas do condutor AWG18.....	38
Tabela 8	Especificações técnicas do Mosfet IRF-540N.....	43
Tabela 9	Especificações técnicas do diodo Schottky MBR20100CT-D.....	44
Tabela 10	Cronograma de atividades	48

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	7
1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA	7
1.2 JUSTIFICATIVA	8
1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO	8
1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO	10
2 TECNOLOGIA FOTOVOLTAICA	11
2.1 INTRODUÇÃO	11
2.2 EVOLUÇÃO DA TECNOLOGIA FOTOVOLTAICA	11
2.3 PRINCIPAIS ELEMENTOS DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	12
2.3.1 Módulo fotovoltaico	12
2.3.2 Conversores estáticos	15
2.3.2.1 Conversores CC-CC	16
2.3.2.2 Conversores CC-CA	16
2.3.3 Bateria	17
2.4 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA	17
2.4.1 Condições padrão de teste	17
2.4.1.1 Radiação solar	17
2.4.1.2 Massa de ar	18
2.4.1.3 Temperatura	18
2.4.1.4 Especificação do módulo	18
2.4.2 Execução do rastreamento do ponto de máxima potência	19
2.4.2.1 Técnicas de execução do rastreamento do ponto de máxima potência	20
2.4.2.2 Método: MPPT-Temp	22
2.4.2.3 Compartivo entre as técnicas de MPPT	23
2.5 CONCLUSÃO	23
3 CONVERSOR CÛK APLICADO AO RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA E PROCESSAMENTO DE ENERGIA	24
3.1 INTRODUÇÃO	24
3.2 CONVERSOR CC-CC ELEVADOR/ABAIXADOR COM ENTRADA E SAÍDA EM CORRENTE (CONVERSOR CÛK)	24
3.2.1 Etapas de operação	25
3.2.1.1 Primeira etapa de operação	25
3.2.1.2 Segunda etapa de operação	25
3.2.1.3 Principais formas de onda	25
3.2.2 Equacionamento aplicado no dimensionamento do conversor Cûk	26
3.3 TÉCNICA DE MPPT UTILIZADA	30
4 PROJETO DE POTÊNCIA	32
4.1 INTRODUÇÃO	32
4.2 PAINEL SOLAR	32
4.3 CÁLCULOS PRELIMINARES	34
4.4 INDUTORES	36
4.4.1 Indutor de entrada	36
4.4.2 Indutor de saída	40
4.5 CAPACITORES	40
4.5.1 Capacitor de entrada	41
4.5.2 Capacitor de Saída	41
4.6 SEMICONDUTORES	41
4.6.1 Interruptor	42

4.6.2 Diodo	44
4.7 SIMULAÇÃO NUMÉRICA	45
5 CRONOGRAMA	48
5.1 PLANO DE TRABALHO	48
REFERÊNCIAS	49
APÊNDICE A - Projeto físico do indutor de saída	52

1 INTRODUÇÃO

Durante as últimas décadas a energia fotovoltaica vem se estabelecendo como uma fonte viável de geração de energia elétrica. O interesse de grandes nações no uso dessa tecnologia impulsionou as pesquisas e publicações de trabalhos científicos no setor, tornando constante o desenvolvimento de novos materiais e técnicas de aperfeiçoamento do sistema.

O crescimento exponencial da tecnologia fotovoltaica pode ser atribuído a três diretrizes distintas. Primeiramente, evidencia-se o desenvolvimento dos materiais utilizados na fabricação dos painéis fotovoltaicos. O potencial de eficiência da célula fotovoltaica é um dos fatores primordiais que determinam a viabilidade de um sistema. A primeira célula fotovoltaica surgiu com um potencial de conversão de apenas 6%. Atualmente, a célula mais utilizada é fabricada a partir do Silício e contém um taxa de eficiência da ordem dos 20%, com um custo significativamente menor. Entretanto, diversos materiais com diferentes taxas de conversão e custos estão disponíveis no mercado e muitos ainda estão sendo desenvolvidos, possibilitando assim uma maior flexibilidade ao consumidor e conseqüentemente ampliando o uso da tecnologia.

O segundo aspecto responsável por impulsionar a difusão da tecnologia é o apelo mundial pela sustentabilidade. Acordos e tratados como o Protocolo de Kyoto e Agenda 2030, além de legislações criadas por diversos países no intuito de reduzir o uso de fontes de energias não renováveis, tiveram grande influência na busca por novas fontes de energia limpa e renovável. Deste modo vários países, com destaque aos europeus, criaram programas de incentivo que subsidiaram o custo da implementação de sistemas fotovoltaicos, expandindo exponencialmente o uso dos mesmos.

De fato, ainda que as pesquisas e fabricação dos materiais empregados nas células fotovoltaicas estejam em constante desenvolvimento e haja uma significativa tendência de aumento dos incentivos governamentais, o uso da tecnologia fotovoltaica somente alcançou os níveis atuais de geração a partir do avanço paralelo da eletrônica de potência, responsável pelo processamento da energia gerada pelos painéis.

As principais aplicações da eletrônica de potência estão atreladas ao condicionamento do sinal de tensão e corrente oriundos de uma fonte de energia a fim de adequá-los para os níveis de alimentação e natureza da carga que os recebe. Na tecnologia fotovoltaica evidenciam-se duas aplicações mais utilizadas: a primeira refere-se ao condicionamento da energia gerada pelo painel fotovoltaico à rede de energia, conhecido com sistemas *grid-tie*. Neste caso, o conversor utilizado tem característica CC-CA, também chamado de inversor, pois recebe um sinal em corrente contínua do módulo fotovoltaico e converte para a corrente alternada, característica padrão nas redes de energia. A segunda aplicação é quando o sistema faz o uso de uma carga específica, como um banco de baterias, conhecido como sistema isolado (*Off-grid*). Neste caso aplica-se um conversor CC-CC, pois ambos os equipamentos operam por meio de corrente contínua.

1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Independente do conversor utilizado, uma das principais funções do mesmo é operar como um rastreador de máxima potência. Sabe-se que os sinais de saída do módulo fotovoltaico são não-lineares e possuem um ponto de máxima potência não localizado. Desta maneira, o sistema requer o emprego de uma técnica de rastreamento do ponto de máxima potência, com intuito de o conversor operar sempre na região de máxima potência e conseqüentemente obter a máxima eficiência do mesmo. No entanto, as técnicas atualmente empregadas representam um dilema atrelado a alta precisão e custo elevado ou baixa precisão e custo menor. Diante disso, o desenvolvimento de uma técnica que apresente uma alta taxa de precisão e baixo custo de

implementação proporcionaria a concepção de um sistema ainda mais atrativo e com maior potencial de expansão.

No que tange às aplicações voltadas aos sistemas isolados, especificamente conectados à um banco de baterias, uma das características comuns desses sistemas é o curto prazo de vida útil da bateria, tornando o sistema mais oneroso e menos atrativo em muitas situações. Este processo de deterioração ocorre em virtude do condicionamento inadequado do sinal em relação aos limites estabelecidos nas especificações de alimentação da bateria. Deste modo, é necessário a utilização de um controlador de carga de bateria a fim de garantir a qualidade e proteção no processamento de carga e descarga da mesma. Evidencia-se que quanto menores forem as interferências - ondulação e picos no sinal - maior a longevidade do equipamento. Logo, o aprimoramento do controle e dos métodos de processamento do sinal acarretaria em significativa vantagem ao sistema.

1.2 JUSTIFICATIVA

A motivação do presente trabalho é desenvolver um conversor CC-CC com a finalidade de aprimorar os 2 problemas identificados anteriormente. Sendo assim, a primeira função do conversor é operar como rastreador de máxima potência. Para isto, será desenvolvida uma nova técnica de rastreamento do ponto de máxima potência - MPPT - a partir da adaptação de um método já existente. A principal finalidade desta inovação é manter a precisão e qualidade de rastreamento do sinal do método de referência a partir do desenvolvimento de um algoritmo de controle mais simplificado e conseqüentemente reduzir de custo de concepção do equipamento.

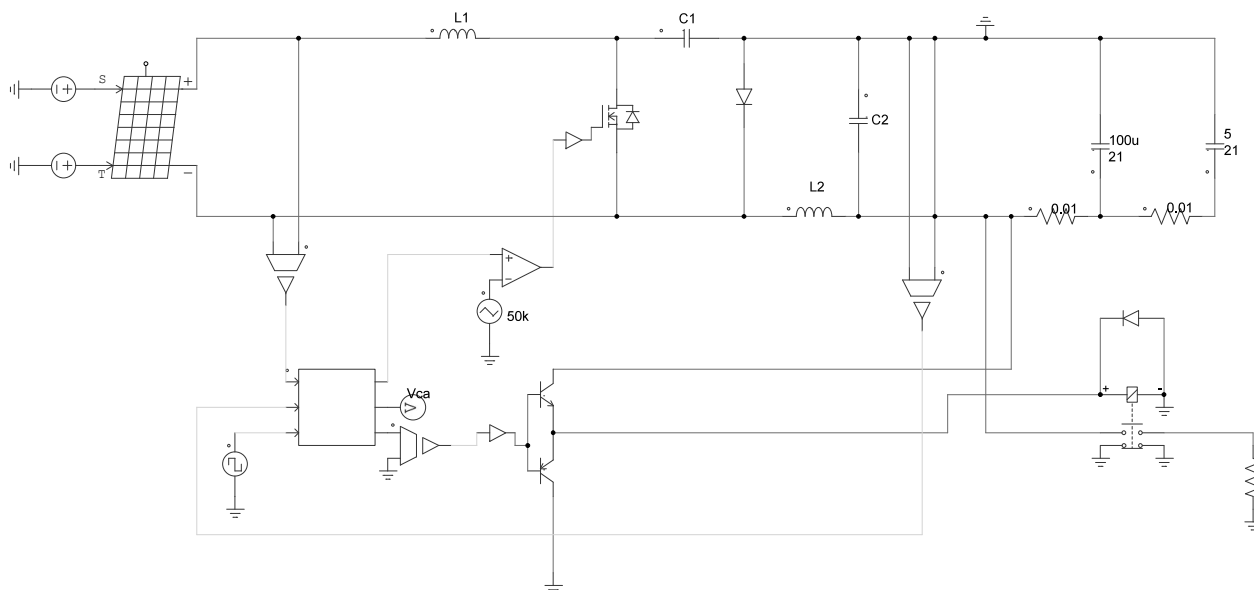
A outra função do conversor é operar como um controlador de carga de bateria, visto que o mesmo será alimentado a partir de um painel fotovoltaico e condicionará o sinal à um banco de baterias. Deste modo, será implementado um circuito de controle que irá monitorar as grandezas de tensão, corrente e temperatura fornecidas pelo painel fotovoltaico em seguida realizará a regulação desses parâmetros a fim de atender as especificações de alimentação do banco de baterias.

Por fim, se tratando de um conversor estático, é imprescindível a implementação de uma topologia adequada para o processamento do sinal, pois isto acarreta na utilização de menos componentes e maior eficiência do mesmo, atendendo assim as principais diretrizes do trabalho que são: a concepção de um produto de baixo custo; utilização de um controle simplificado; garantia de precisão. Deste modo, optou-se por utilizar a topologia C_{ùk}, que possui como característica utilizar o sinal de corrente tanto na entrada como na saída do conversor, ideal para aplicação deste trabalho, posto que o painel fotovoltaico e o banco de baterias possuem esta característica de fonte corrente.

1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO

Neste trabalho será abordado o estudo e implementação de um conversor CC-CC C_{ùk}, cuja topologia é apresentada na Figura 1. A opção por esta topologia foi motivada pela característica desta possuir uma fonte de corrente tanto na entrada como na saída do conversor. Logo, tendo em vista que a fonte de alimentação do sistema é um painel fotovoltaico e a saída é um banco de baterias, ambos com característica de fonte de corrente, a aplicação do conversor C_{ùk} torna-se a opção mais adequada às necessidades do projeto. Além disso, na Figura 1 é apresentado um relé, que fará o controle dos níveis de tensão e corrente fornecidos ao banco de baterias; o sensor de tensão e o divisor de tensão, responsáveis pela leitura do sinal; e o acionador do MOSFET, no qual será implementado o controle da comutação.

Figura 1 – Topologia do conversor empregado neste trabalho.



Sendo assim, para o desenvolvimento deste trabalho foram estabelecidos os seguintes objetivos:

- Conceituar os principais elementos envolvidos na aplicação da tecnologia fotovoltaica bem como fundamentar teoricamente as principais variáveis envolvidas no processo de conversão;
- realizar o estudo teórico da topologia do conversor CC-CC Cuk, apresentando de forma linearizada as etapas de operação do mesmo e realizar as adaptações necessárias no modelo matemático para a aplicação do presente trabalho;
- apresentar as principais técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência existentes na literatura e as que estão em desenvolvimento. A partir de uma análise aprofundada, definir o método que mais se adéqua ao projeto e adaptá-lo a fim de obter melhores resultados;
- fundamentar a nova técnica de rastreamento de máxima potência a partir do desenvolvimento de um modelo matemático e simulação da operação do mesmo;
- apresentar a estratégia de controle adotada e o embasamento teórico desenvolvido para a concepção do algoritmo;
- realizar o projeto de potência do conversor Cùk, dimensionando todos os elementos integrantes do sistema, e construir um modelo de simulação na interface PSIM que permita verificar a dinâmica da malha de controle sob diferentes condições de operação;
- construir o protótipo do conversor a fim de obter os resultados experimentais do mesmo.
- validar o projeto através da comparação dos resultados oriundos das simulações computacionais com os resultados experimentais obtidos por meio do protótipo;

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O desenvolvimento deste trabalho, que contempla todos os conceitos necessários para a implementação prática de um conversor Cúk operando como rastreador do ponto de máxima potência e controlador de carga de bateria, está dividido em 5 capítulos.

No capítulo 2 é realizada uma contextualização da tecnologia fotovoltaica, abordando o processo de evolução da mesma, e conceituadas as principais características referentes às células fotovoltaicas e os elementos que compõem o sistema fotovoltaico. Além disso, são apresentados os principais conceitos atribuídos à técnica de rastreamento do ponto máxima de potência em sistemas fotovoltaicos e realiza-se um estudo comparativo entre as técnicas existentes da literatura e as que estão em desenvolvimento atualmente. Ao final, define-se qual a técnica mais adequada para fundamentar o método desenvolvido neste trabalho.

No capítulo 3 é apresentado o embasamento teórico do funcionamento do conversor Cúk considerando as etapas de operação e a modelagem matemática do mesmo. É realizada a modelagem do conversor para operar como controlador de carga e implementada a estratégia de controle utilizada na técnica de rastreamento de MPPT desenvolvida.

O capítulo 4 apresenta o projeto de potência do conversor Cúk, contendo todos os elementos necessários para implementação prática do mesmo. É realizada a construção do modelo computacional do conversor.

No capítulo 5 é apresentado o cronograma contendo as etapas concluídas do trabalho e as que ainda serão desenvolvidas até a conclusão do mesmo.

2 TECNOLOGIA FOTOVOLTAICA

2.1 INTRODUÇÃO

O uso da tecnologia fotovoltaica, em âmbito mundial, tem se expandido de maneira exponencial desde a década de 70. Logo, avanços atrelados ao desenvolvimento de novos materiais aplicados às células fotovoltaicas, a redução no custo do equipamento, as normas regulamentadoras que entraram em vigor e o aprimoramento dos conversores de potência são alguns dos motivos para a viabilidade da tecnologia.

Neste capítulo serão apresentados alguns aspectos e características relevantes da tecnologia fotovoltaica. Inicialmente será apresentada uma breve revisão histórica da tecnologia abordando os principais fatos envolvidos na evolução da mesma. Em seguida serão apresentados e conceituados matematicamente os principais elementos que constituem os sistemas fotovoltaicos.

2.2 EVOLUÇÃO DA TECNOLOGIA FOTOVOLTAICA

A conversão direta de luz solar em energia elétrica é possível devido ao efeito fotovoltaico. Este efeito foi descoberto por Edmond Becquerel que, em 1839, a partir de experimentos expondo um material semicondutor à luz, observou a geração de uma diferença de potencial (BECQUEREL, 1839).

Durante 5 décadas posteriores à descoberta de Becquerel foram realizados experimentos acadêmicos a fim de obter um produto comercial que utilizasse o efeito fotovoltaico, até que em 1954, nos Laboratórios Bell, os químicos Calvin Fuller, Gerald Pearson e Daryl Chapin desenvolveram a célula fotovoltaica de Silício. A célula fotovoltaica desenvolvida naquela ocasião apresentava eficiência de conversão de aproximadamente 6% (CHAPIN; FULLER; PEARSON, 1954).

A partir da descoberta de (CHAPIN; FULLER; PEARSON, 1954) até meados dos anos 60, o foco do desenvolvimento das células fotovoltaicas eram voltados exclusivamente à aplicações espaciais. Entretanto, nesta mesma década, surgiram as primeiras aplicações terrestres realizadas pela empresa SOLAREX, que implementou o uso de painéis fotovoltaicos em sistemas de telecomunicações remotos. Contudo, o cenário mudou completamente a partir do ano de 1973, que motivado pela crise do petróleo, atraiu grandes investimentos na busca por programas de investigação com o propósito de reduzir o custo dos painéis e aumentar a eficiência do sistema, a qual atingiu pela primeira vez a ordem dos 20% (VALLÊRA; BRITO, 2006).

Nas décadas dos anos 80 e 90, surgiu um apelo maior a questão climática e sustentável. Dentre os fatos de maior relevância evidenciam-se a implementação da primeira usina fotovoltaica de 1MWp, em 1982, na Califórnia (ARNETT et al., 1984), e no ano de 1990, na Alemanha, o lançamento do programa "Telhados solares", que instalou cerca de 2000 sistemas fotovoltaicos nas residências do país (KNAUPP, 1996).

Até o presente momento, o uso da tecnologia fotovoltaica tem se expandido de maneira exponencial, atingindo a produção 98GW de energia elétrica a partir da geração fotovoltaica em 2017. China (53GW), Japão (10,6GW) e Índia (9,1GW) são os países que lideram os investimentos em energia solar (IEA, 2018).

O material mais utilizado comercialmente em âmbito mundial é constituído a partir de células de Silício Cristalino devido ao seu baixo custo de produção. Entretanto a eficiência deste material é da ordem dos 20%, sendo portanto, considerada insatisfatória (BRITO et al., 2011a). Com isso, o desenvolvimento de novos materiais tem sido exaustivo na busca por maiores níveis de eficiência e menor custo. Estudos recentes apontaram o desenvolvimento de uma célula com

potencial de conversão da ordem de 44,5%, a partir do uso de células de multijunção compostas por Antimoneto de Gálio (GaSb). Em contrapartida, o modelo desenvolvido em laboratório apresenta um elevado custo de fabricação (LUMB et al., 2017). No que tange ao desenvolvimento em função de menores custos de fabricação, as Células Orgânicas (OSC) vêm se destacando no cenário solar. Características como flexibilidade mecânica e o baixo custo de material e produção são algumas das vantagens do mesmo. Contudo, o grau de eficiência atingido ainda é baixo, na ordem dos 10%(DOU et al., 2013).

A partir dos dados apresentados conclui-se que há um grande desafio no que diz respeito ao desenvolvimento de uma célula que atenda as características de elevada eficiência e baixo custo. Logo, uma das soluções para aumentar a eficiência do sistema fotovoltaico é o aprimoramento dos equipamentos complementares ao módulo. Neste âmbito evidenciam-se os conversores estáticos, cuja função é adequar a potência do terminal de saída do módulo fotovoltaico à natureza das cargas alimentadas, e os controladores de carga de baterias, responsáveis pelo carregamento seguro da energia excedente das baterias. Portanto, a atuação destes componentes tem influência direta na eficiência do sistema fotovoltaico, e aprimorar o funcionamento desses componentes é a finalidade desse estudo.

2.3 PRINCIPAIS ELEMENTOS DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

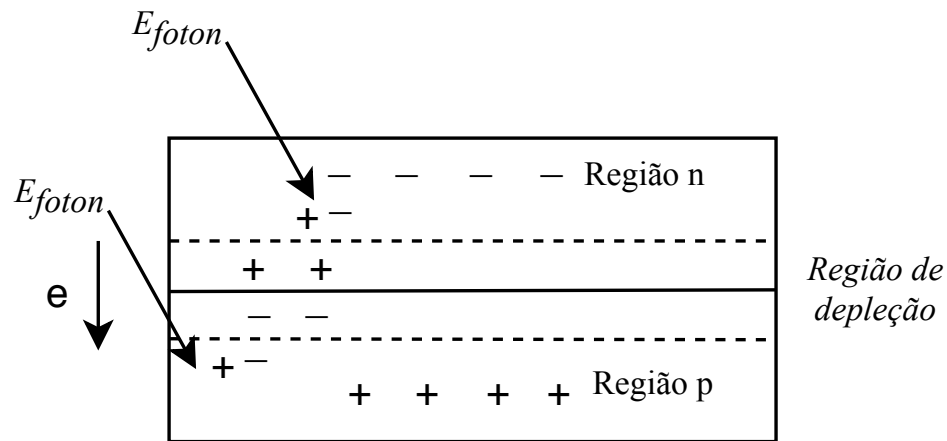
2.3.1 Módulo fotovoltaico

Princípio físico do Efeito Fotovoltaico

As células fotovoltaicas são produzidas a partir de materiais semicondutores, isto é, materiais com aspectos intermediários entre um condutor e um isolante. O material mais utilizado para a fabricação de células fotovoltaicas é o Silício. Neste ponto é relevante citar que o cristal puro de Silício não possui elétrons livres e portanto não é um bom condutor elétrico. Contudo, ao acrescentar outros elementos na composição é possível obter elétrons livres ou mesmo faltantes, sendo denominado este processo de dopagem, melhorando a condução elétrica do mesmo(RODRIGUES; MATOS, 2008).

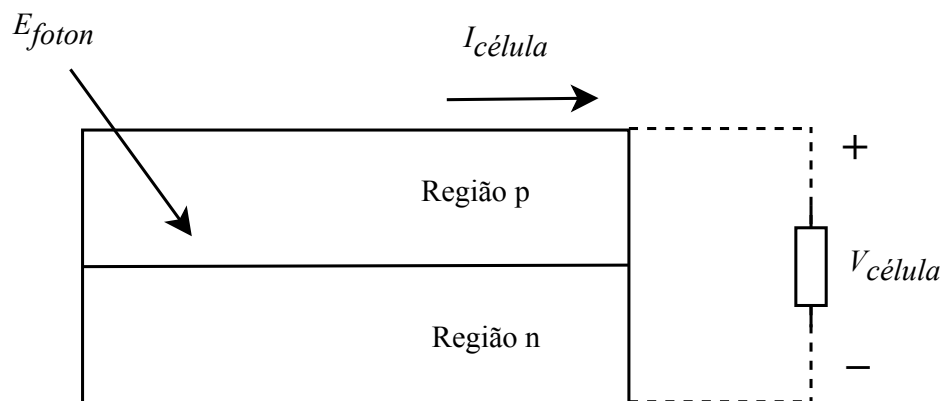
Sumariamente o material semicondutor, quando acrescido de elementos como Fósforo e Boro, passa a obter substratos com falta de elétrons - denominado pela letra “*n*” por ser negativo - ou com excesso de elétrons - denominado pela letra “*p*” por ter carga positiva - respectivamente. A célula, portanto, é constituída por uma camada fina de material *n* e uma camada com maior espessura de substrato *p*. Separadamente, ambas as camadas possuem característica de neutralidade elétrica. Todavia, ao realizar uma junção de ambas as camadas *p-n*, é gerado um campo elétrico a partir da ocupação dos espaços livres - lacunas - da estrutura tipo *p* pelos elétrons negativos tipo *n*, caracterizando a geração de uma diferença de potencial V_{pm} . Com a incidência de luz sobre a célula fotovoltaica, os fótons chocam-se com os elétrons presentes na estrutura do Silício, fornecendo-lhes energia e transformando-os em condutores, conforme apresentado na Figura 2.

Figura 2 – Representação da junção das camadas $p-n$ e o efeito físico gerado.



Conectando-se um condutor externo aos polos negativo e positivo da célula, é gerado um fluxo de elétrons (corrente elétrica), que será mantido enquanto estiver luz incidindo sobre a célula, segundo apresentado no esquema da Figura 3. A este fenômeno físico é dado o nome de Efeito Fotovoltaico (MASTERS, 2013).

Figura 3 – Representação física da célula fotovoltaica do ponto de vista elétrico.

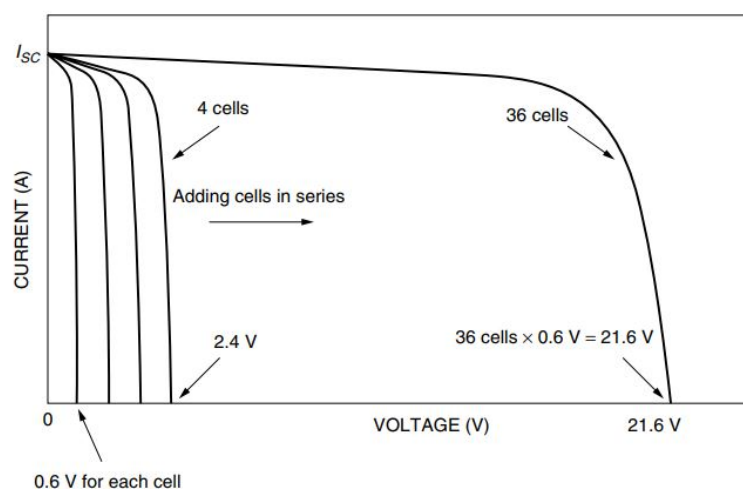


Diferença entre Células, Módulos e Arranjos Fotovoltaicos

As células, módulos e arranjos fotovoltaicos são análogos quanto ao princípio de funcionamento, entretanto, apresentam características distintas no que tange aos níveis de tensão, corrente e potência que os mesmos fornecem.

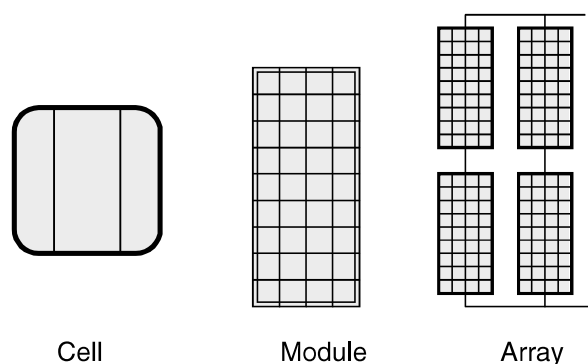
A célula fotovoltaica é o material semiconductor responsável por realizar a conversão direta da luz solar em energia elétrica. Usualmente uma célula fotovoltaica produz em média 0,6V de tensão para uma potência entre 1W e 3W. Logo, para atingir maiores potências é necessário conectá-las em série ou paralelo. Quando é realizada uma conexão em série das células é obtido como resultado a soma das tensões, assim a tensão de saída gerada é equivalente a quantidade de células conectadas em série, sendo esta conexão conhecida como módulo fotovoltaico. Ao conectar as células em paralelo, é obtida a soma das correntes de cada. Na Figura 4 é possível observar graficamente o comportamento isolado das células fotovoltaicas em comparação com a conexão em série de 36 células, quantidade padrão de um módulo fotovoltaico (MASTERS, 2013).

Figura 4 – Comparativo entre as tensões e correntes geradas por células fotovoltaicas unitárias e em série (MASTERS, 2013).



Quando o módulo fotovoltaico é conectado a uma carga, é gerada uma potência $P = V \times I$. Logo, quando se deseja aumentar ainda mais a potência gerada é realizada uma associação de painéis fotovoltaicos, determinada como arranjo. Em relação aos arranjos fotovoltaicos evidencia-se a disposição à que os mesmos estão conectados. Usualmente as estruturas de conexão são em série, paralelo ou mista. Conforme comentado anteriormente, a conexão em série resulta na soma das tensões mantendo a corrente constante. Na ligação em paralelo é obtida a soma das correntes com a tensão constante. E por fim, na conexão mista são utilizadas tanto as conexões em série quanto em paralelo, a fim de obter os valores máximos das somas da corrente e tensão, e conseqüentemente, o maior valor de potência. Na Figura 5 são apresentadas ilustrativamente as células, módulos e arranjos fotovoltaicos.

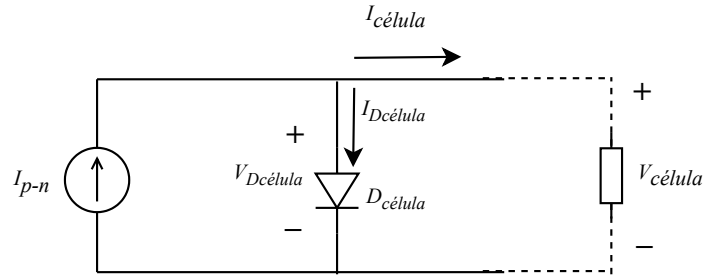
Figura 5 – Célula, módulo e arranjo fotovoltaico (MASTERS, 2013).



Características elétricas do módulo fotovoltaico

A célula fotovoltaica é modelada fisicamente conforme a Figura 3. A partir do entendimento relacionado ao efeito físico gerado na célula é possível obter o modelo elétrico da mesma, apresentado na Figura 6.

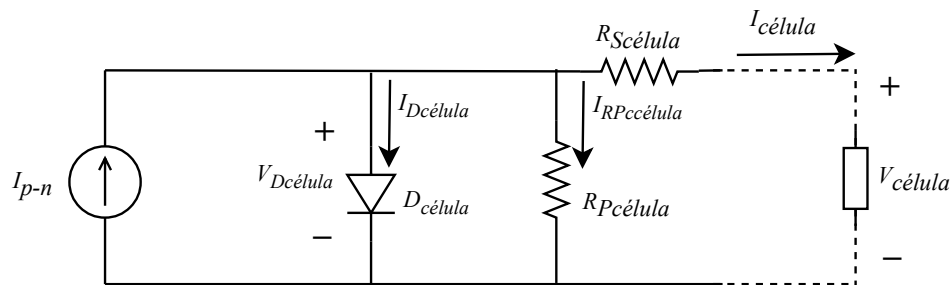
Figura 6 – Circuito elétrico idealizado da célula fotovoltaica.



No esquema elétrico apresentado a energia proveniente dos fótons de luz é apresentada como uma corrente constante, expressa pela variável I_{p-n} . O efeito físico que ocorre na junção p-n representado como um diodo cuja nomenclatura é $D_{célula}$. Por esse diodo circulam corrente e tensão, determinadas como $I_{Dcélula}$ e $V_{Dcélula}$. Por fim, a corrente e tensão da célula são expressos pelas variáveis $I_{célula}$ e $V_{célula}$.

É evidente, no entanto, que a célula representada na Figura 6 não apresenta todas as variáveis de uma célula fotovoltaica real, visto que para isso é necessário representar as perdas provenientes das quedas de tensão nos contatos metálicos, expresso como uma resistência em série $R_{Scélula}$, e as perdas internas ou por correntes de fuga, apresentado como uma resistência em paralelo $R_{Pparalelo}$. Na Figura 7 é apresentado o circuito equivalente da célula fotovoltaica real.

Figura 7 – Circuito elétrico equivalente da célula fotovoltaica real.



2.3.2 Conversores estáticos

Os conversores estáticos são equipamentos cuja finalidade é adequar o processamento do sinal gerado pela fonte de alimentação, tornando-o mais estável e com característica apropriada à carga de saída. De maneira resumida, estes conversores são circuitos de eletrônica de potência, compostos por materiais semicondutores que operam em modo de comutação e, a partir do comando de controle, regulam o sinal que circula pelo equipamento.

Sumariamente, no princípio de operação desses conversores destacam-se as seguintes funcionalidades: realizar condicionamento do sinal a fim de elevar ou abaixar os níveis de tensão ou corrente, no caso dos conversores CC-CC; converter o sinal de corrente contínua em corrente alternada, no caso dos conversores CC-CA. Além destes, existem os conversores que convertem corrente alternada em corrente contínua, os chamados retificadores, entre outras várias aplicações existentes na eletrônica de potência. No entanto, os conversores empregados na maioria dos sistemas fotovoltaicos são os conversores CC-CC e CC-CA, logo, serão estes os métodos abordados de maneira aprofundada neste trabalho.

2.3.2.1 Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC são dispositivos eletrônicos cuja função é realizar o controle do fluxo de potência de uma fonte alimentadora à uma fonte de saída. O princípio de operação desses conversores ocorre por meio da comutação de interruptores, sendo controlada a partir de um intervalo determinado de razão cíclica imposta ao sistema. Para o armazenamento de energia necessário durante esses intervalos são empregados materiais semicondutores. Com isso, é possível realizar o controle dos níveis de tensão e corrente que circulam pelo equipamento.

A disposição estrutural dos componentes dentro do circuito é denominada topologia. Na literatura algumas das topologias tratadas como base são:

- Buck (Abaixador de tensão)
- Boost (Elevador de tensão)
- Buck-Boost (Abaixador-Elevador de tensão)

Além dessas, devido às diferentes necessidades de cada circuito, há uma grande variedade de outras topologias que são abordadas na literatura. A fundamentação dos conceitos envolvidos sobre as diferentes topologias mais empregadas na literatura podem ser encontrados no estudo de (MARTINS; BARBI, 2005).

No que se refere aos sistemas fotovoltaicos, as principais aplicações de conversores CC-CC são em sistemas autônomos de energia (Off-grid), visto que fazem o uso de um banco de baterias para armazenamento de energia gerada. Dessa forma, a função do conversor CC-CC no sistema é regular os níveis de tensão e corrente gerados pelo painel fotovoltaico para o envio ao banco de baterias conectado, funcionando como um controlador de carga de bateria. O condicionamento correto do sinal, em termos de níveis de tensão e corrente, é obtido a partir da definição da topologia mais adequada para o sistema.

Outra aplicação desses conversores é no rastreamento do ponto de máxima potência. O condicionamento adequado do sinal neste caso garante que sistema esteja sempre trabalhando na máxima potência, permitindo a maior eficiência do mesmo. As necessidades dessa aplicação estão associadas à rapidez no rastreamento e qualidade de leitura dos níveis de tensão e corrente do sistema. Logo, a escolha da topologia e o controle empregado à mesma são de suma importância.

Neste trabalho será desenvolvido um dispositivo cuja função é operar como um controlador de carga de bateria e rastreador do ponto de máxima potência. Deste modo, será empregado um conversor estático CC-CC para a realização destas aplicações. Optou-se pelo uso da topologia Cúk, a qual tem característica de um conversor Boost-Buck (MARTINS; BARBI, 2005). A fundamentação teórica para escolha dessa topologia será apresentada de maneira aprofundada no capítulo 3.

2.3.2.2 Conversores CC-CA

Os conversores CC-CA, denominados inversores, tem como característica principal converter a energia CC-CC oriunda de uma fonte de alimentação em CC-CA. De forma análoga aos conversores CC-CC existem diversas topologias empregadas nestes sistemas. As necessidades principais são converter o sinal gerado de forma que atenda aos níveis de tensão de saída e como o mínimo de interferências geradas pelo processamento do sinal. Distorções harmônicas e picos de tensão ou corrente são alguns dos eventos que afetam a eficiência do conversor, devendo ser minimizadas sempre que possível.

No que tange aos sistemas fotovoltaicos, os inversores são empregados em sistemas conectados à rede de energia elétrica (On-grid). Sabe-se que os painéis fotovoltaicos geram energia em

corrente contínua CC-CC e que a rede de energia elétrica opera em corrente alternada CC-CA. Com isso é necessário realizar a conversão da energia gerada para atender aos padrões da rede. Esse tipo de aplicação foi amplamente difundido no Brasil a partir da Regulamentação Normativa da ANEEL 482/2012 (ANEEL, 2012), que permitiu a compensação de créditos gerados para unidades microgeradoras e minigeradoras. No entanto, a cobrança de tarifas da concessionária e a dependência da mesma ainda representam barreiras para a expansão da tecnologia em âmbito nacional, gerando uma nova retomada no interesse aos sistemas autônomos.

2.3.3 Bateria

O potencial de geração de energia dos sistemas fotovoltaicos dependem diretamente dos níveis de radiação solar a que os mesmos estão submetidos. Logo, há uma grande variabilidade no processo de geração de energia tendo em vista as constantes variações climáticas ou mesmo dos ciclos diários e noturnos. Em vista disso, é comum nos sistemas fotovoltaicos não obter uma intersecção da produção de energia com a utilização da mesma em um mesmo horário, requerendo dessa forma o emprego de um dispositivo armazenador de energia.

Dentre os elementos de armazenamento de energia, no caso da tecnologia fotovoltaica, destaca-se o uso das baterias. Estes dispositivos tem natureza eletroquímica, pois armazenam energia elétrica na forma química. Os tipos básicos de células são: primárias, compostas pelas baterias não-recarregáveis; secundárias, caracterizadas por serem recarregáveis. Além disso existem outros tipos empregados, todavia nos sistemas fotovoltaicos são empregadas as células secundárias, tendo em vista a necessidade do recarregamento.

Na construção das células de bateria existem uma grande variedade de materiais empregados, cada qual para as devidas necessidades. No que tange às aplicações aos sistemas fotovoltaicos, as principais características necessárias para as baterias são: possuir um elevado tempo de vida útil, tendo em vista que estarão submetidas a ciclos constantes de carregamento e descarregamento; tamanho reduzido, pois os sistemas fotovoltaicos não devem ocupar uma grande área; entre outras. Haja vista, uma das opções que atende aos requisitos do sistema fotovoltaico é a bateria de Íon-Lítio.

Algumas das características da bateria Íon-Lítio estão relacionadas a um menor peso dentre as opções de baterias recarregáveis, visto que os eletrodos são compostos por Lítio. A grande reatividade do material Lítio, possibilitando uma capacidade maior de armazenamento. Outra característica é que não apresentam o efeito memória, o qual requer o uso até o total descarregamento. Logo, a bateria de Íon-Lítio supre as principais necessidades do sistema utilizado neste trabalho e por isso será a tecnologia empregada.

2.4 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

2.4.1 Condições padrão de teste

As condições padrão de teste (*Standard Test Conditions - STC*) são fundamentadas nos parâmetros - radiação solar, massa de ar e temperatura - previamente estabelecidos pelos fabricantes, com a finalidade de padronizar as informações fornecidas nos catálogos.

2.4.1.1 Radiação solar

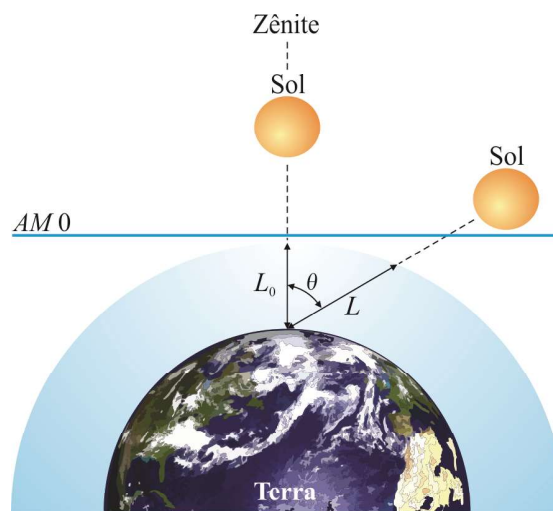
A radiação solar representa o fluxo de energia emitido pelo sol, por meio de ondas eletromagnéticas, incidente sobre determinada área da superfície terrestre. Consoante a Organização

Mundial de Meteorologia (OMN), o nível de radiação solar a que a atmosfera terrestre está submetida, de modo genérico, é da ordem de $1366W/m^2$. Entretanto, em razão de fenômenos como absorção e reflexão atmosféricos, apenas cerca de $1000W/m^2$ atingem a superfície terrestre. Para as condições de teste padrão, o valor estabelecido como referência é de $1000W/m^2$.

2.4.1.2 Massa de ar

O índice de massa de ar (*AirMass* - *AM*) corresponde ao comprimento da camada atmosférica percorrida pela radiação eletromagnética oriunda do Sol, normalizada em relação ao menor caminho a ser percorrido. A partir da Figura 8 é possível observar que a menor distância percorrida pelo Sol, em relação ao ângulo zenital, equivale a L_o , sendo assim, o coeficiente de massa de ar pode ser apresentado conforme a Equação (2.1) (RIORDAN; HULSTRON, 1990).

Figura 8 – Representação da trajetória percorrida pelo sol em torno da superfície terrestre a fim de conceituar a massa de ar (COELHO et al., 2013).



$$AM = \frac{L}{L_o} \quad (2.1)$$

O valor padronizado para o coeficiente de massa solar, adotado para os sistemas fotovoltaicos, é de $AM = 1,5$, acarretando em um ângulo $\theta \approx 48^\circ$ em relação a linha de zênite.

2.4.1.3 Temperatura

A temperatura é uma grandeza relacionada ao nível de agitação das moléculas (KAPP; KAPP, 2010), e conforme apresentado anteriormente, é uma variável de suma relevância no sistema fotovoltaico, tendo em vista sua relação direta com os níveis de tensão gerados e na eficiência dos módulos. Para as condições de teste, foi estabelecido como padrão $T = 25^\circ C$.

2.4.1.4 Especificação do módulo

No sistema proposto, o módulo escolhido YL-150P-17b, da fabricante Yingli Solar, fornecerá uma potência máxima de 150 W, operando no ponto de máxima potência e nas condições de teste simultaneamente. Na Tabela 1 são apresentadas as especificações contidas na folha de

dados do fabricante, considerando as condições padrão de teste.

Tabela 1 – Especificações elétricas do módulo YL-150P-17b no STC

Especificações $S = 1000W/m^2$, $T = 25^\circ C$ e $AM = 1,5$		
Potência máxima	P_{mp}^{STC}	150 W
Tensão de máxima potência	V_{mp}^{STC}	18,5 V
Corrente de máxima potência	I_{mp}^{STC}	8,12 A
Tensão de circuito aberto	V_{ca}^{STC}	22,9 V
Corrente de curto circuito	I_{ca}^{STC}	8,61 A
Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito	u_{ca}^{STC}	-0,001 A
Coefficiente de temperatura da tensão de circuito aberto	u_{ca}^{STC}	-0,37 V
Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência	u_{ca}^{STC}	-0,132 V

Evidenciam-se os coeficientes u_{ca}^{STC} , u_{ca}^{STC} e u_{ca}^{STC} , que representam a influência da temperatura na corrente de curto circuito, tensão de circuito aberto e tensão de máxima potência. Estes coeficientes não estavam expressos na folha de dados do fabricante, entretanto são variáveis relevantes no processo. Haja vista, a partir de cálculos e simulações no software PSIM, foi possível obter os valores ideais de acordo com as especificações do fabricante. Os equacionamentos e simulações estão apresentados de maneira aprofundada na seção 5.2.

2.4.2 Execução do rastreamento do ponto de máxima potência

Os módulos fotovoltaicos, mesmo com o desenvolvimento constante no aprimoramento da conversão da luz solar em energia elétrica ainda apresentam um baixo rendimento, da ordem de 15%, considerando os módulos comerciais de menor custo (TEO; LEE; HAWLADER, 2012). O modelo matemático que representa o rendimento do módulo é dado pela razão entre a potência gerada pelo módulo (P_{modulo}) e a radiação solar (S) incidente sobre a área (A) do módulo solar (KONJARE et al., 2015), da seguinte maneira:

$$n_{modulo} = \frac{P_{modulo}}{S \cdot A} \quad (2.2)$$

Para o módulo YL-150P-17b, considerando as condições padrão da folha de dados do fabricante, os valores são os seguintes: $S = 1000W/m^2$; $A = 1m^2$; $P_{modulo} = 150W$. Sendo assim, a eficiência do módulo é determinada conforme a seguinte expressão:

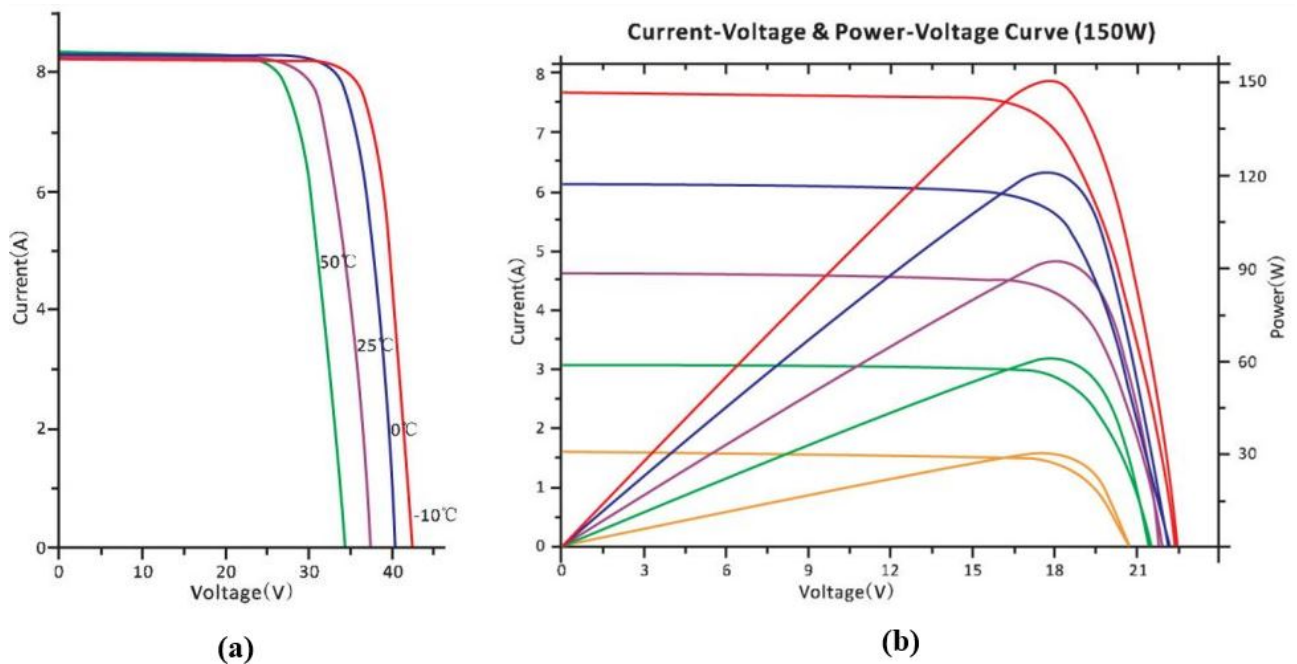
$$n_{modulo} = \frac{150}{1000 \cdot 1} = 15\% \quad (2.3)$$

Entretanto, o rendimento do módulo, além de depender diretamente da radiação solar, está atrelado a temperatura e massa de ar, conforme apresentado no capítulo anterior. Em vista disso, existe um ponto de máxima potência no qual estas variáveis atingem valores ideais para a conversão. Para obter o ponto de máxima potência e não ter a eficiência do módulo ainda mais reduzida, é necessário o emprego de circuitos auxiliares, denominados Rastreadores de Máxima Potência (MPPT - Maximum Power Point Tracker).

2.4.2.1 Técnicas de execução do rastreamento do ponto de máxima potência

A célula solar apresenta características de saída a partir de curvas tensão e corrente. É constatado que estas curvas não são lineares devido a influência climática que afeta o módulo. Na folha de dados do fabricante usualmente são apresentadas curvas características $V \times I$ ou $V \times P$, que representam o ponto de máxima potência em razão das condições climáticas a que o módulo está suscetível (FARANDA; LEVA; MAUGERI, 2008). Na Figura 9, é possível observar as curvas de saída fornecidas pelo fabricante do painel YL-150P-17b, para os valores no STC .

Figura 9 – Curvas $V \times I$ para do módulo YL-150P-17b: (a) sob temperaturas diferentes e radiação constante; (b) sobre irradiações diferentes e temperatura constante.



Conforme a Figura 9, o ponto de máxima potência está diretamente relacionado aos parâmetros de temperatura e radiação. Verifica-se que na Figura 9(a), para determinado nível de radiação constante e variação a temperatura em um intervalo de -10°C a 50°C , ocorre uma variação muito pequena em relação aos valores de corrente de saída e uma variação considerável no parâmetro de tensão. Na Figura 9(b), a partir de um valor constante de temperatura e variando-se os valores de radiação observa-se o contrário, pois neste caso é a corrente que varia consideravelmente e a tensão permanece praticamente constante no ponto de máxima potência. Essas conclusões serão relevantes na seção onde será determinado o método de MPPT adotado para este trabalho.

Consoante ao exposto anteriormente, o ponto de máxima potência não é uma variável conhecida, visto que varia constantemente com as condições climáticas. Sendo assim é necessário localizá-la. Para isto são empregadas algumas técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência que, a partir de cálculos e algoritmos, buscam fornecer uma maior eficiência ao módulo (GUPTA; SAXENA, 2016).

Na maioria das técnicas empregadas são utilizados os sinais de tensão e corrente de saída do módulo para a realização dos cálculos e localização do MPPT. A velocidade e precisão atreladas a leitura desses sinais influencia diretamente na eficiência do circuito. Contudo, uma leitura rápida e precisa do sinal gerado requer o uso de dispositivos - sensores - mais eficientes e conseqüentemente com maior custo. Sendo assim, o desenvolvimento de técnicas de MPPT consistem em obter um rastreamento preciso e com menor custo de aplicação. Na literatura, os métodos mais empregados são:

- Tensão Constante;
- Perturba e Observa;
- Condutância Incremental
- Frações da tensão de circuito aberto
- Baseados em Lógica Fuzzy
- Baseados em Redes Neurais
- MPPT-Temp

As técnicas baseadas em lógica Fuzzy e em Redes Neurais apresentam boa resposta em relação às diferentes condições atmosféricas. No entanto, a implementação dos algoritmos é complexa e requer considerável conhecimento de controle. Além disso, o processamento atrelado a essas técnicas requer uma grande capacidade, tornando esses métodos menos usuais (ESRAM; CHAPMAN, 2007).

A técnica baseada nas Frações da tensão de circuito aberto é mais atraente do ponto de vista de implementação e de custo. Contudo, para operação do sistema são necessárias leituras periódicas da tensão de circuito aberto do módulo, o que requer a desconexão da carga em determinados intervalos, acarretando conseqüentemente na perda de potência. Outro problema associado à técnica é o emprego de um valor estimado aplicado como constante na comparação com a tensão de máxima potência resultando em perda na precisão (ADLY; EL-SHERIF; IBRAHIM, 2011).

O método da Tensão constante apresenta vantagens de custo, visto que necessita de apenas um sensor de tensão, e em relação a facilidade de implementação, devido a simplicidade de controle empregado. Por outro lado, a imprecisão do método é a mais significativa em relação aos outros citados, pois o mesmo opera adequadamente apenas nas condições STC. Outrossim, qualquer alteração de temperatura afeta consideravelmente a eficiência do método, tornando-o pouco atrativo (BRITO et al., 2011b).

A técnica Perturba e Observa (P&O), amplamente difundida na literatura, realiza o rastreamento do MPPT a partir das variáveis de tensão e corrente. O método emprega duas interações de cálculos. Na primeira interação é realizada a leitura - por meio de sensores - da corrente e tensão de saída do módulo e calculada a potência gerada $P = V \times I$. Na segunda interação, novamente é obtida a potência em função dos parâmetros e em seguida esta é comparada com o primeiro valor lido. Caso a potência da segunda interação for superior a primeira, significa que o sistema está convergindo para o ponto de máxima potência, caso contrário, é realizada uma perturbação na razão cíclica até que os valores obtidos converjam para o ponto de máxima potência (FEMIA et al., 2005).

O método (P&O) é mais eficiente em relação ao método da tensão constante, visto que, por meio da característica dinâmica e interativa, torna-se adequada para diferentes condições climáticas. Em contrapartida, apresenta uma maior complexidade em relação a técnica Tensão constante, tendo em vista o controle empregado e um maior custo de implementação, pois é necessário o uso de um sensor de tensão e outro de corrente. Além disso, o sistema torna-se impreciso quando submetido à variações climáticas bruscas (FEMIA et al., 2005).

Similar a técnica (P&O), o método da Condutância Incremental (IC) também faz o uso de dois sensores para a leitura da tensão e corrente. O uso de um algoritmo controlador também é necessário, no entanto, a diferença está na complexidade estrutural do último, uma vez que a cada interação é realizado o cálculo da derivada da potência em relação a tensão. Evidentemente a técnica (IC) é mais precisa em relação a (P&O), pois o maior esforço computacional alia-se a maior qualidade de rastreamento do MPPT. Além disso, a rapidez no rastreamento também

é uma das virtudes do mesmo. Em termos de desvantagem cita-se a complexidade de emprego do método e o custo elevado (DEOPARE; DESHPANDE, 2015).

Dentre as técnicas citadas anteriormente, a MPPT-Temp é a menos abordada na literatura devido à recente implementação, em 2010 (COELHO; CONGER; MARTINS, 2010). Contudo, a técnica descrita obteve resultados positivos e devido a simplicidade de implementação atrelado a precisão da mesma esta foi tomada como base para o desenvolvimento da nova técnica que será apresentada neste trabalho. Por conseguinte, será desenvolvido um estudo aprofundado da técnica.

2.4.2.2 Método: MPPT-Temp

O estudo (COELHO; CONGER; MARTINS, 2010) apresenta o desenvolvimento de uma nova técnica de rastreamento do ponto de máxima potência. Em suma, o estudo teve como objetivo atrelar a facilidade de implementação do método tensão constante à rapidez obtida por meio do método (IC). Com isso seria possível atingir resultados mais precisos a partir de uma estrutura relativamente simples.

A inovação do método consiste substituição do sensor de corrente por um sensor de temperatura. O princípio da tecnologia fundamenta-se na Equação (2.4) (COELHO; CONGER; MARTINS, 2010) e (2.5) (COELHO et al., 2013) .

$$V_{mp}(T) = V_{mp}^{STC} + u_{Vmp}(T - T^{STC}) \quad (2.4)$$

$$V_{ca}(T) = V_{ca}^{STC} + u_{Vca}(T - T^{STC}) \quad (2.5)$$

Onde:

- V_{mp}^{STC} - Tensão de máxima potência nas condições padrão de teste;
- V_{ca}^{STC} - Tensão de circuito aberto nas condições padrão de teste;
- u_{Vmp} - Coeficiente de temperatura de tensão da máxima potência;
- u_{Vca} - Coeficiente de temperatura de tensão de circuito aberto;
- T^{STC} - Temperatura estabelecida nas condições padrão de teste;
- T - Temperatura na superfície do módulo fotovoltaico;
- $V_{mp}(T)$ - Tensão de máxima potência em função da temperatura;
- $V_{ca}(T)$ - Tensão de circuito aberto em função da temperatura;

Desde que os parâmetros V_{mp}^{STC} , V_{ca}^{STC} , u_{Vmp} , u_{Vca} e T^{STC} são fornecidos na folha de dados do fabricante, fica evidente que a tensão de máxima potência depende unicamente da temperatura do módulo fotovoltaico (COELHO; CONGER; MARTINS, 2010).

A partir disso, foi possível simplificar todos os cálculos envolvidos nas teorias anteriores, que dependiam do cálculo da potência a partir dos valores de corrente e tensão para posterior comparação entre as mesmas, requerendo um grande esforço computacional. Destarte, a implementação do sensor de temperatura possibilitou a obtenção direta do valor de tensão de máxima potência a partir da Equação (2.4), e com um algoritmo relativamente simples destinar este valor ao controle do equipamento.

Portanto o método apresenta como vantagens a facilidade de implementação, visto a simplicidade do algoritmo de controle, e a rapidez no rastreamento, pois realiza constantemente

leituras de temperatura obtendo o valor ideal de tensão de máxima potência a cada interação. Além disso cita-se a precisão obtida com este método, posto que, de acordo com a Equação (2.4), o valor de tensão é diretamente proporcional a temperatura lida, não sendo necessária nenhuma estimativa ou aproximação.

2.4.2.3 Compartivo entre as técnicas de MPPT

Visando realizar uma análise crítica sobre as vantagens e desvantagens de cada técnica apresentada, os dispositivos utilizados e a validação das mesmas, o estudo (BRITO et al., 2011b) realizou um comparativo sobre cada método, que está apresentado na Tabela 2.

Tabela 2 – Comparação entre os métodos de rastreamento de MPPT.

Método	Depende do módulo fotovoltaico	Fator de rastreamento	Implementação	Precisão	Sensores
Tensão Constante	Sim	Razoável	Simples	Não	V
P&O	Não	Bom	Simples	Sim	V, I
CondInc	Não	Bom	Média	Sim	V, I
P&O Modificado	Não	Muito bom	Complexa	Sim	V, I
CondInc Modificado	Não	Muito bom	Complexa	Sim	V, I
Beta	Sim	Excelente	Média	Sim	V, I
MPPT-Temp	Sim	Excelente	Simples	Sim	V, Temp

A partir do estudo realizado (BRITO et al., 2011b) apresentado na Tabela 2 foi possível confirmar a adequação do método MPPT-Temp à técnica a ser desenvolvida, pois as características de simplicidade de implementação e precisão do mesmo aliam-se aos objetivos deste trabalho.

2.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo, de grande relevância para o desenvolvimento do trabalho, foram apresentadas as técnicas mais conhecidas de rastreamento do ponto de máxima potência.

Inicialmente foram caracterizadas as variáveis envolvidas no processo do rastreamento de máxima potência e os valores estabelecidos como padrão de teste. Em seguida foi evidenciado o princípio da técnica de rastreamento e os principais métodos abordados na literatura, além dos que estão em desenvolvimento. Apresentou-se de maneira aprofundada o método MPPT-Temp, visto que servirá como fundamento para a técnica a ser desenvolvida.

Por fim, foi apresentado um estudo comparativo entre as vantagens e desvantagens de cada método em relação a precisão, equipamentos necessários e complexidade de implementação. Com isso, foi possível definir o método mais adequado para fundamentar o projeto a ser desenvolvido.

3 CONVERSOR CÙK APLICADO AO RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA E PROCESSAMENTO DE ENERGIA

3.1 INTRODUÇÃO

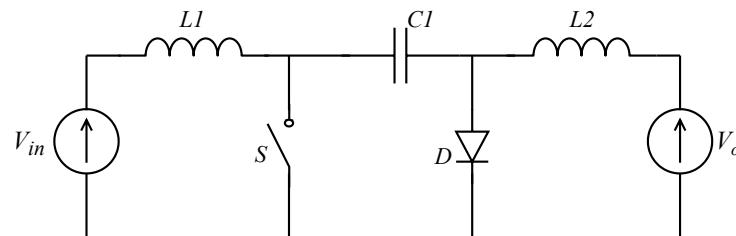
Nos capítulos anteriores foi apresentada uma fundamentação teórica referente as técnicas de rastreamento de máxima potência pertinentes aos conversores CC-CC.

Neste capítulo será realizado o estudo da topologia do conversor Cùk, apresentando as etapas de operação e o equacionamento apresentado na literatura. Em seguida, a modelagem matemática do conversor será ajustada para o projeto desenvolvido. Posteriormente será apresentada a fundamentação do método de rastreamento de MPPT desenvolvido. Por fim, será apresentada a estratégia de controle empregada no chaveamento do conversor.

3.2 CONVERSOR CC-CC ELEVADOR/ABAIXADOR COM ENTRADA E SAÍDA EM CORRENTE (CONVERSOR CÙK)

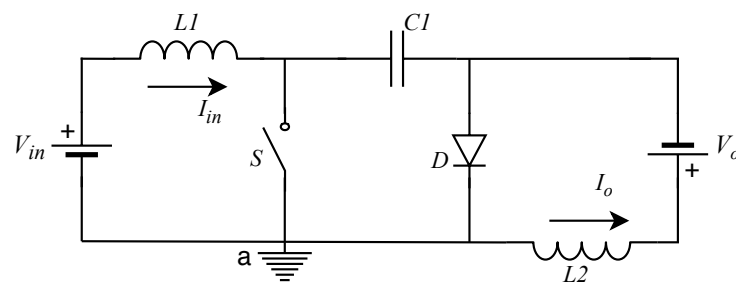
O conversor Cùk é um conversor CC-CC com característica de acumulação capacitiva. Haja vista, esta característica tem como propriedade a transferência de energia entre duas fontes CC de corrente. O modelo deste conversor possui uma entrada com característica de fonte de corrente, que envia a energia para um capacitor (característica de fonte de tensão), e este, por fim, transfere a energia para uma carga com característica de fonte de corrente. Logo, o conversor Cùk pode ser associado a um conversor Boost-Buck. A estrutura deste conversor é apresentada na Figura 10.

Figura 10 – Estrutura simplificada do conversor Cùk.



As duas fontes de corrente do conversor Cùk, na prática, podem ser apresentadas como fontes de tensão em série com os indutores, conforme mostrado na Figura 11. Além disso, evidencia-se que a tensão de saída possui uma polaridade invertida em relação à tensão de entrada, de maneira análoga ao conversor Boost-Buck (BARBI, 2001).

Figura 11 – Estrutura do conversor Cùk na prática.

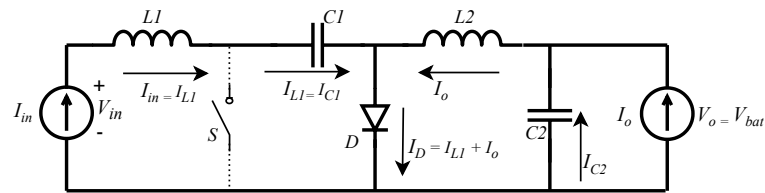


3.2.1 Etapas de operação

As etapas de operação e principais formas de onda do conversor Cúk são apresentadas segundo a metodologia de (BARBI, 2001). Neste trabalho foi considerado o conversor operando em regime permanente e em modo de condução contínua (MCC). Em regime permanente o modo de condução é caracterizado por 2 etapas de operação, conforme os seguintes modelos.

3.2.1.1 Primeira etapa de operação

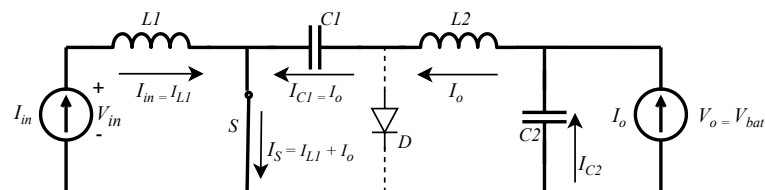
Figura 12 – Primeira etapa de operação.



Na primeira etapa de operação a chave S encontra-se aberta e o diodo D conduzindo. As correntes de entrada I_{in} e saída I_o somam-se e circulam pelo D . A energia proveniente da fonte de corrente I_{in} é acumulada no capacitor $C1$. O valor da corrente I_{in} vai diminuindo em razão da tensão em $C1$ ser maior que a tensão da fonte de corrente V_{in} . Do mesmo modo, a energia acumulada em $L2$ é transferida para a fonte de corrente de saída, causando uma diminuição na corrente I_o .

3.2.1.2 Segunda etapa de operação

Figura 13 – Segunda etapa de operação.

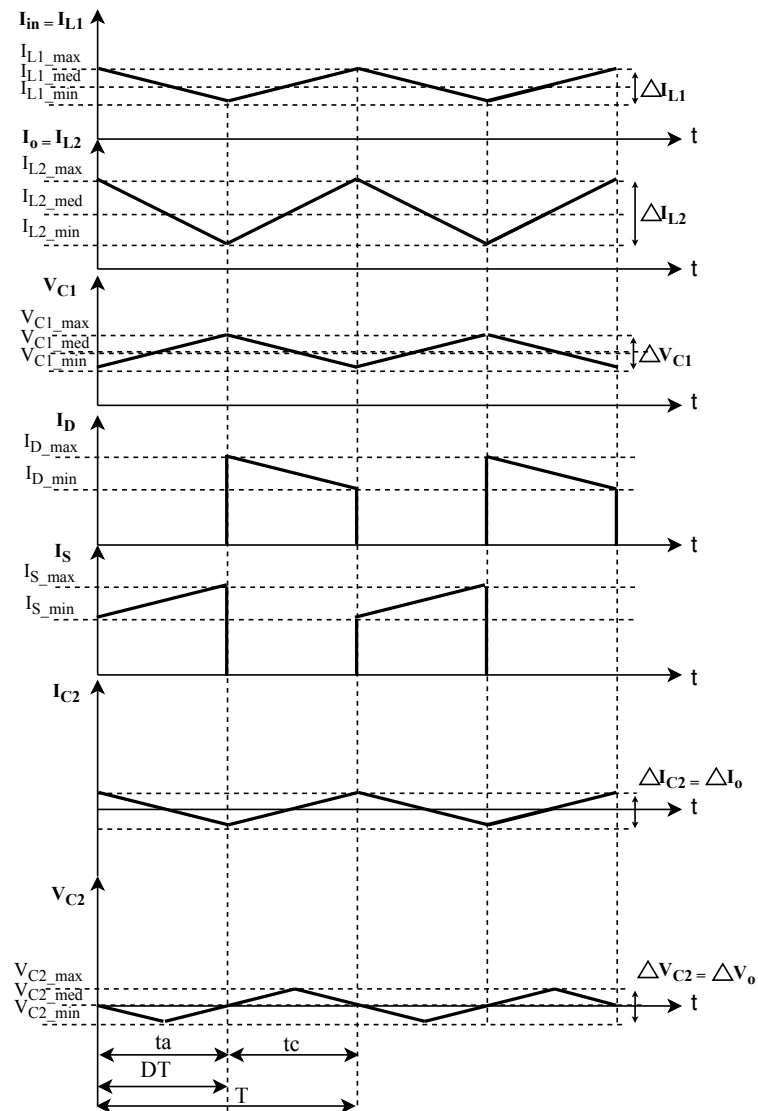


Na segunda etapa de operação a chave S encontra-se fechada e o diodo D é polarizado inversamente, permanecendo bloqueado. As correntes de entrada I_{in} e saída I_o agora circulam pela chave S . A energia acumulada no capacitor durante a 1ª etapa de operação é enviada para a fonte de corrente de saída e para o indutor $L2$, acarretando no aumento da corrente I_o . A fonte de entrada fornece energia para o indutor $L1$ causando um acréscimo na corrente I_{in} .

3.2.1.3 Principais formas de onda

As principais formas de onda, considerando as etapas de operação são apresentadas na Figura .

Figura 14 – Principais formas de onda do conversor Cùk.



3.2.2 Equacionamento aplicado no dimensionamento do conversor Cùk

O conversor Cùk é abordado na literatura considerando uma resistência na saída, no caso uma carga R conectada ao conversor (BARBI, 2001). No entanto, neste trabalho será utilizada uma bateria na carga, e portanto as variáveis inseridas no equacionamento já serão ajustadas para este fim. Além disso, serão adotados valores máximos e mínimos das variáveis presentes no equacionamento a fim de obter o correto funcionamento do conversor mesmo quando submetido aos valores limites.

Níveis de tensão da bateria

O dimensionamento da bateria levou em consideração a capacidade de 61,6 A.h. Deste modo, foi realizado um cálculo utilizando células de 3,7V, dispostas em um arranjo de 7 células em série conectadas paralelamente em 4 strings. Logo o valor médio de tensão desta bateria é de:

$$V_{bat_{med}} = 3,7V \cdot 7 = 25,9V \quad (3.1)$$

Entretanto, esses valores variam em relação aos níveis de carregamento, podendo chegar ao valor máximo de:

$$V_{bat_{max}} = 4,2V \cdot 7 = 29,4V \quad (3.2)$$

O valor de tensão mínima da bateria é determinado pela seguinte expressão:

$$V_{bat_{min}} = 3V \cdot 7 = 21V \quad (3.3)$$

Razão Cíclica

No cálculo da razão cíclica são relacionadas as tensões de entrada (V_{in}) e saída (V_o). Conforme apresentado na Figura 13, a tensão de saída é equivalente a tensão da bateria (V_{bat}) e a tensão de entrada é dada em função da tensão fornecida pelo painel fotovoltaico (V_{pv}). Tendo em vista que o sistema estará conectado a um painel fotovoltaico, que tem por característica apresentar variação na potência fornecida em função dos níveis de radiação solar recebidos, é necessário estimar os limites mínimos e máximos que terá a razão cíclica, bem como o valor médio. Sendo assim, o valor mínimo da razão cíclica é expresso da seguinte maneira:

$$D_{min} = \frac{V_{bat_{min}}}{V_{bat_{min}} + V_{pv_{max}}} \quad (3.4)$$

O valor máximo que a razão cíclica pode atingir é determinado pela Equação 4.19 .

$$D_{max} = \frac{V_{bat_{max}}}{V_{bat_{max}} + V_{pv_{min}}} \quad (3.5)$$

O valor médio da razão cíclica pode ser calculado conforme a seguinte expressão:

$$D_{med} = \frac{V_{bat}}{V_{bat} + V_{pv}} \quad (3.6)$$

Ganho estático

Após determinar os valores e limites impostos à razão cíclica é possível obter o intervalo em relação à característica de transferência estática (ganho estático), obtido mediante as seguintes equações:

$$G_{max} = \frac{D_{max}}{1 + D_{max}} \quad (3.7)$$

$$G_{min} = \frac{D_{min}}{1 + D_{min}} \quad (3.8)$$

Ondulação na corrente de entrada

A ondulação na corrente de entrada é a mesma ondulação presente no indutor $L1$. Considerando que a corrente cresce linearmente durante um espaço de tempo enquanto a chave S permanece fechada, têm-se:

$$V_{in_{max}} = L1 \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} \quad (3.9)$$

Onde:

$$\Delta I_{L1} = I_{L1_{max}} - I_{L1_{min}} \quad (3.10)$$

Então:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in_{max}} \cdot tc}{L1} \quad (3.11)$$

Conhecendo as relações:

$$\frac{tc}{T} = D \rightarrow tc = DT = \frac{D}{f_s} \quad (3.12)$$

$$ta = (1 - D)T \quad (3.13)$$

A ondulação de tensão é expressa conforme a seguinte expressão:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in_{max}} \cdot D_{min}}{f_s \cdot I_{L1}} \quad (3.14)$$

Onda f_s é a frequência de chaveamento e os valores de $V_{in_{max}}$ e D_{min} resultam no maior valor de ondulação a que o conversor pode estar exposto.

Relação entre tensão média no capacitor e tensão de entrada

Enquanto a chave permanece aberta, no tempo ta , o capacitor C1 é carregado. A corrente de entrada I_{L1} decresce linearmente em função da tensão média no capacitor C1 ser superior à tensão de entrada V_{in} , logo:

$$V_{in_{max}} - V_{C1_{med}} = -L1 \frac{\Delta I_{L1}}{ta} \quad (3.15)$$

Isolando o termo ΔI_{L1} obtêm-se:

$$\Delta I_{L1} = \frac{-(V_{in_{max}} - V_{C1_{med}}) \cdot ta}{L1} \quad (3.16)$$

Substituindo a Equação 3.11 em 3.16,

$$V_{in_{max}} \cdot tc = -(V_{in_{max}} - V_{C1_{med}}) \cdot ta \quad (3.17)$$

Sendo assim, ao substituir as Equações (3.12) e (3.13) em (3.17), é obtida a relação entre a tensão média no capacitor C1 e a tensão de entrada, conforme a seguinte expressão:

$$V_{C1_{med}} = \frac{V_{in_{max}}}{1 - D_{min}} \quad (3.18)$$

Ondulação na corrente de saída

De acordo com a Figura 14, a corrente I_o cresce durante o tempo tc , logo:

$$V_{C1_{med}} - V_{bat_{min}} = -L2 \frac{\Delta I_o}{tc} \quad (3.19)$$

Substituindo a Equação (3.12) é obtida a equação da ondulação de tensão de saída:

$$\Delta I_o = \frac{(V_{C1_{med}} - V_{bat_{min}}) \cdot D_{min}}{f_s \cdot L2} \quad (3.20)$$

Relação entre a tensão média na carga e tensão de entrada

De acordo com a Figura 3.19 no período ta , quando o diodo está conduzindo, há um decréscimo corrente I_o , portanto,

$$V_{bat_{min}} = -L2 \frac{\Delta I_o}{ta} \quad (3.21)$$

Dessa forma, isolando ΔI_o da Equação (3.21) e igualando a mesma com a Equação (3.19), obtêm-se a seguinte expressão:

$$\Delta I_o = \frac{(V_{C1_{med}} - V_{bat_{min}}) \cdot tc}{f_s \cdot L_2} = \frac{V_{bat_{min}} ta}{L_o} \quad (3.22)$$

Substituindo os valores de tc e ta e igualando as equações têm-se:

$$\frac{(V_{C1_{med}} - V_{bat_{min}}) \cdot D \cdot T}{L_2} = \frac{V_{bat_{min}}(1 - D)T}{L_2} \quad (3.23)$$

Logo, o valor de $V_{C1_{med}}$ é:

$$V_{C1_{med}} = \frac{V_{bat_{min}}}{D_{min}} \quad (3.24)$$

Assim, para obter a relação da tensão média da carga e tensão de entrada é necessário substituir a Equação (3.18) na Equação (3.24).

$$V_{bat_{min}} = \frac{D_{min}}{1 - D_{min}} V_{in_{max}} \quad (3.25)$$

Ondulação de tensão no capacitor de entrada

Durante o tempo ta , a chave S encontra-se aberta e o capacitor C_1 é carregado pela corrente de entrada I_{in} . Dessa forma a corrente média no capacitor C_1 é a própria I_{in} . Logo, a ondulação de tensão no capacitor C_1 é dada por:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{ta} I_{in} dt = \frac{I_{in} \cdot ta}{C_1} \quad (3.26)$$

Substituindo a Equação (3.13), é obtida a seguinte expressão:

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_{in} \cdot (1 - D_{min})}{f_s \cdot C_1} \quad (3.27)$$

Ondulação de tensão no capacitor de saída

De acordo com as formas de onda apresentadas na Figura 14, a ondulação de corrente que circula pelo capacitor C_2 é a mesma ondulação da corrente de saída ΔI_o . O mesmo se aplica a ondulação de tensão, que é dada no tempo $T/2$. Assim, a expressão pode ser descrita da seguinte maneira:

$$\Delta V_o = \Delta V_{C2} = \frac{1}{C_2} \left[\int_0^{\frac{T}{4}} \frac{\Delta I_{C2}}{2} \cdot \frac{4}{T} \cdot t \cdot dt + \int_0^{\frac{T}{4}} \left(\frac{\Delta I_{C2}}{2} - \frac{\Delta I_{C2}}{2} \cdot \frac{4}{T} \cdot t \right) \cdot dt \right] \quad (3.28)$$

Ou na forma:

$$\Delta V_{C2} = \frac{\Delta I_{C2}}{8 \cdot f_s \cdot C_2} \quad (3.29)$$

A partir da Equação 3.20, tem-se:

$$\Delta I_o = \Delta I_{C2} = \frac{(V_{C1_{med}} - V_{bat_{min}}) \cdot D_{min}}{f_s \cdot L_2} \quad (3.30)$$

Sendo assim, a ondulação de tensão no capacitor de saída é apresentada conforme a seguinte expressão:

$$\Delta V_o = \Delta V_{C2} = \frac{(V_{C1_{med}} - V_{bat_{min}}) \cdot D_{min}}{8 \cdot f_s^2 \cdot L_2 \cdot C_2} \quad (3.31)$$

3.3 TÉCNICA DE MPPT UTILIZADA

A técnica de rastreamento do ponto de máxima potência utilizada neste trabalho é derivada da técnica MPPT-Temp. Esta última, abordada extensivamente no capítulo anterior, realiza uma correlação direta da tensão de máxima potência em função da temperatura do painel. As Equações (3.32) e (3.33) apresentam a relação direta entre as grandezas de temperatura e tensão de máxima potência (COELHO; CONGER; MARTINS, 2010).

$$V_{mp}(T) = V_{mp}^{STC} + u_{V_{mp}}(T_{mp} - T^{STC}) \quad (3.32)$$

$$V_{ca}(T) = V_{ca}^{STC} + u_{V_{ca}}(T_{mp} - T^{STC}) \quad (3.33)$$

O diferencial da técnica MPPT-Temp, portanto, está no emprego de um sensor de temperatura, que mediante relação direta comprovada e testada por (COELHO, 2008), possibilita a obtenção do valor ideal de tensão de máxima potência a ser empregado na comutação do sistema e consequentemente garantir que o equipamento opere sempre na região de máxima potência.

Contudo, sabendo que a tensão de circuito aberto (V_{ca}) tem relação direta com a temperatura do painel, observou-se que realizando a abertura do circuito em cada comutação e realizando a leitura da V_{ca} é possível obter o valor da temperatura, uma vez todas as outras variáveis aplicadas ao equacionamento são valores conhecidos. Logo, o uso do sensor de temperatura se torna dispensável quando se realiza este processo inverso. Ressalta-se que o valor lido de temperatura será determinado constantemente de acordo com as variações do sistema e na velocidade determinada pelo controle empregado, garantindo assim a eficiência da técnica.

Dessa forma, as etapas de cálculo neste processo de controle são realizadas da seguinte maneira:

Passo 1: Tensão de circuito aberto (V_{ca})

O primeiro passo é obter o valor da tensão de circuito aberto. Para isto, a abertura do circuito é imposta em intervalos pré-determinados e realizada a leitura da V_{ca} .

Passo 2: Temperatura de máxima potência (T_{mp})

Após obtido o valor da tensão de circuito aberto, calcula-se a temperatura de máxima potência. Para isto é utilizada a Equação (3.33), na qual a variável a ser descoberta é isolada, sendo expressa da seguinte forma:

$$T_{mp} = \frac{V_{ca} - V_{ca}^{STC}}{u_{V_{ca}}} + T_{STC} \quad (3.34)$$

Passo 3: Tensão de máxima potência (V_{mp})

Após obter a temperatura de máxima potência, encontra-se o valor de tensão de máxima potência, uma vez que basta realizar a substituição do valor encontrado para T_{mp} na Equação (3.32).

Passo 4: Corrente de máxima potência (I_{mp})

Por meio da temperatura de máxima potência também obtido o valor da corrente de máxima potência, realizada mediante a seguinte equação (COELHO; CONGER; MARTINS, 2010).

$$I_{mp} = \frac{S}{S_{STC}} \cdot I_{mpSTC} + (T_{mp} - T_{STC}) \cdot u_{I_{cc}} \quad (3.35)$$

Passo 5: Potência MPPT (P_{mp})

A partir da determinação dos valores de V_{mp} e I_{mp} é possível calcular a potência que será atingida mediante aos valores impostos ao sistema, sendo expressa da seguinte maneira:

$$P_{mp} = V_{mp} \cdot I_{mp} \quad (3.36)$$

Portanto, o emprego da técnica apresentada permite obter os valores ideais a serem impostos ao sistema de modo que este opere sempre na região de máxima potência. A qualidade dos parâmetros obtidos mediante o emprego do equacionamento de (COELHO; CONNER; MARTINS, 2010) é comprovada pelos trabalhos (COELHO; CONNER; MARTINS, 2010), (COELHO et al., 2013) e (BRITO et al., 2011b). A modificação do presente trabalho em relação à obtenção de valores não altera a qualidade e rapidez do rastreamento, uma vez que as variáveis são calculadas diretamente conforme as equações e portanto não são realizadas estimativas que acarretam em erros ao sistema.

4 PROJETO DE POTÊNCIA

4.1 INTRODUÇÃO

A partir da definição da técnica de rastreamento do MPPT e realizada a fundamentação teórica do equacionamento do conversor Cúk, a próxima etapa é realizar o projeto de estágio de potência.

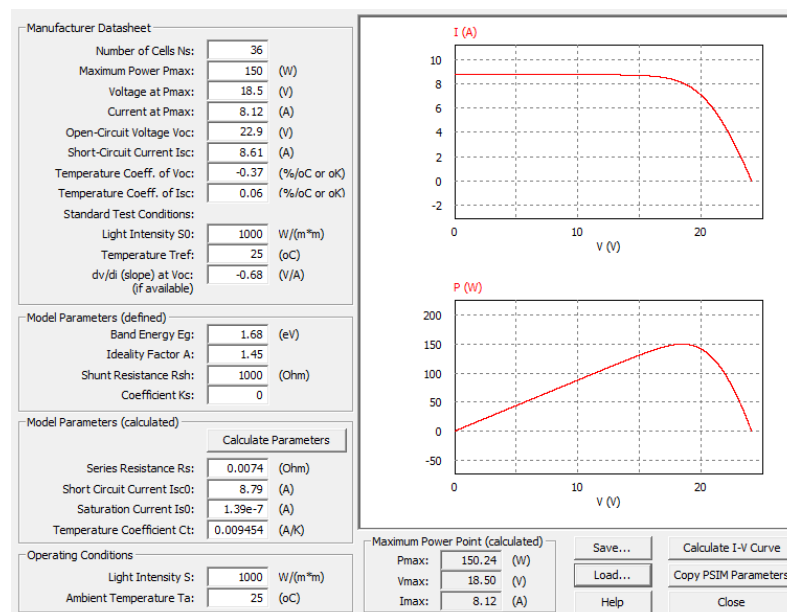
O projeto abrange o desenvolvimento de um conversor DC-DC Cúk, operando como um controlador de carga de uma bateria de 24V, a partir de uma potência de 150 W. Deseja-se obter um rendimento da ordem de 90% e conceber um equipamento de baixo custo.

Sendo assim, primeiramente será desenvolvido um protótipo computacional do painel solar visando obter dados muito próximos do equipamento físico. Na próxima etapa serão realizados os cálculos preliminares de potência. Em seguida serão dimensionados todos os outros componentes que integram o conversor. Posteriormente será apresentado o projeto da placa impressa. Por fim serão realizadas simulações numéricas considerando estágios ideais e não-ideais.

4.2 PAINEL SOLAR

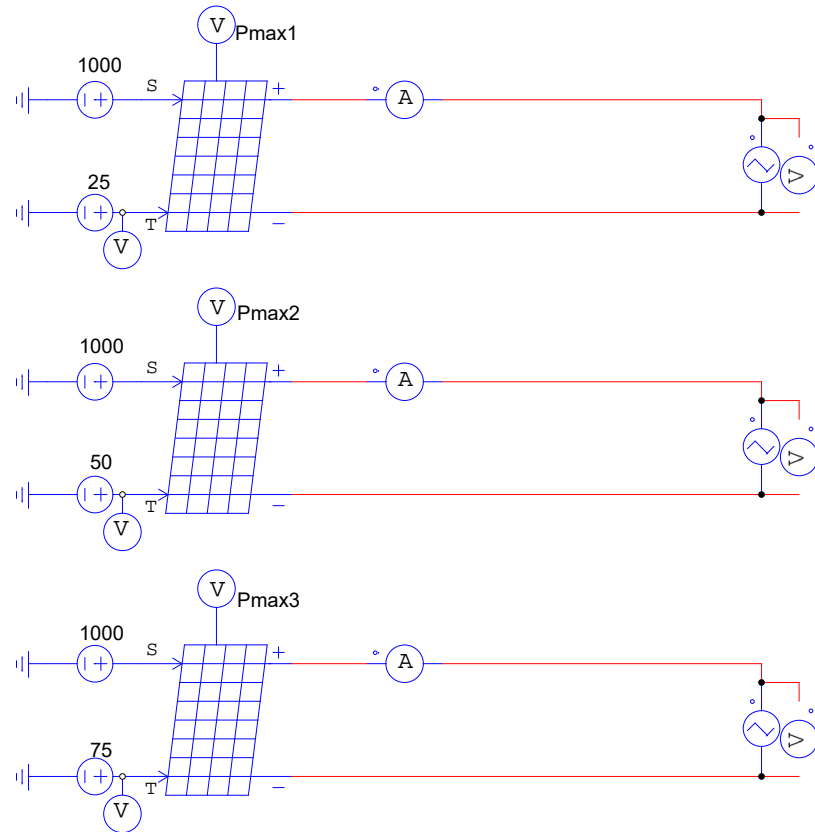
Para realizar as simulações do conversor no software, inicialmente foi necessário desenvolver a modelagem do painel fotovoltaico. A ferramenta computacional PSIM possui um modelo de painel fotovoltaico, no qual é possível ajustar todas as variáveis do módulo conforme as especificações da folha de dados do fabricante. Na Figura 15 é apresentada a aba na qual é possível realizar os ajustes. Ressalta-se que os valores apresentados estão de acordo com os dados fornecidos pela folha de dados do fabricante para o módulo YL-150P-17B, expressos na Tabela 1. Para validar o modelo, o próprio software realiza os cálculos para identificar o ponto de máxima potência, conforme os dados fornecidos. Na imagem é possível observar os parâmetros $P_{max} = 150,24W$, $V_{max} = 18,5V$ e $I_{max} = 8,12A$. Com isso, fica evidente que o modelo está de acordo, pois os valores calculados pelo software são os mesmos valores fornecidos pelo fabricante.

Figura 15 – Ferramenta de modelagem de painel fotovoltaico no software PSIM.



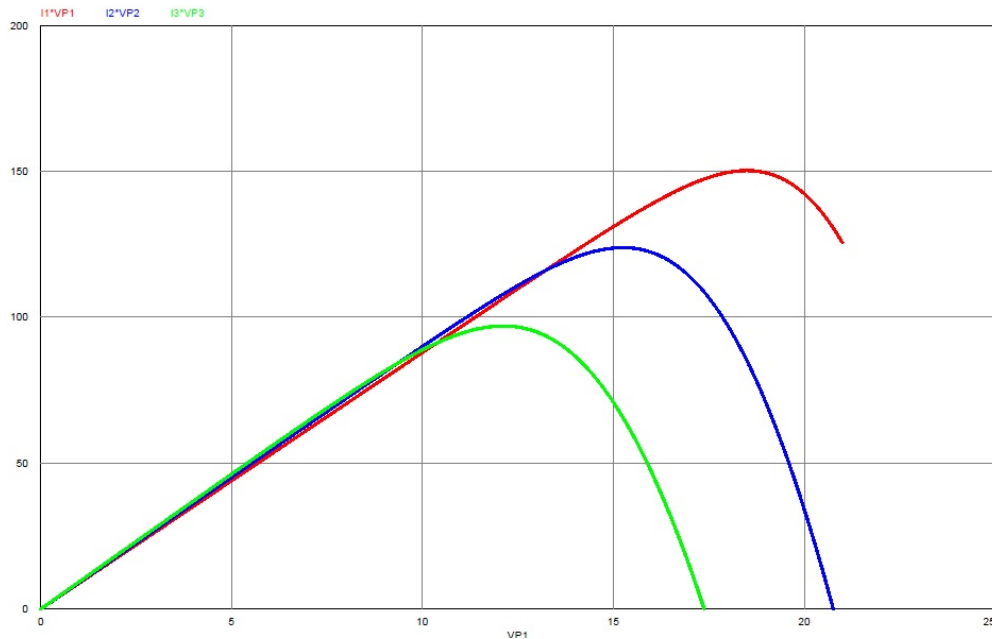
Outra análise relevante é verificar se o módulo está atendendo aos valores calculados pela nova técnica de rastreamento de MPPT desenvolvida neste trabalho. Sendo assim, a estratégia adotada foi obter os valores de cálculo, por meio do equacionamento apresentado para a estratégia de rastreamento de MPPT, e compará-los a um modelo computacional simulado no PSIM. Inicialmente foram desenvolvidos os módulos no software, conforme apresentado na Figura 16.

Figura 16 – Modelagem do painel fotovoltaico no PSIM.



De acordo com a Figura 16, foram adotados 3 níveis de temperatura diferentes, mantendo a radiação constante. Tal opção refere-se a dependência direta que a tensão de máxima potência tem com a temperatura, segundo apresentado nos equacionamentos anteriores. A partir do modelo construído foi possível simular as curvas $V \times P$, que estão expressas na Figura 17.

Figura 17 – Curvas $V \times P$ obtidas para o painel fotovoltaico modelado no PSIM.



Nota-se que as curvas obtidas via simulação estão de acordo com as curvas constantes na folha de dados do fabricante, apresentadas na Figura 9. Além disso, os valores de V_{mp} e P_{mp} foram extraídos da simulação e posteriormente comparados com os valores calculados por meio das Equações (3.32) e (3.36). Na Tabela 3 é possível verificar os dados em relação à diferentes temperaturas.

Tabela 3 – Quadro comparativo entre os valores calculados e simulados do módulo fotovoltaico no PSIM.

Parâmetro	T=25°C		T=50°C		T=75°C	
	Cálculo	Simulação	Cálculo	Simulação	Cálculo	Simulação
V_{ca}	22.9	-	13.65 V	-	4.4 V	-
V_{mp}	18.5	18.5 V	15.20 V	16.7 V	11.9 V	12.11 V
P_{mp}	150 W	150.02 W	123.04 W	123.84 W	96.03 W	96.97 W

Segundo o comparativo apresentado na Tabela 3, é possível confirmar a validação do modelo projetado via software, pois os valores de cálculo e de simulação encontram-se em um intervalo muito próximo, no qual é possível desconsiderar o erro.

4.3 CÁLCULOS PRELIMINARES

A partir dos valores apresentados na Tabela 4 serão realizados os cálculos preliminares do projeto de potência. Estes dados serão relevantes no dimensionamento dos componentes do conversor.

Tabela 4 – Especificações de projeto do conversor Cúk.

Símbolo	Especificação	Valor
P_o	Potência nominal de saída	150W
$V_{in_{max}}$	Tensão máxima de entrada	18,5V
$I_{in_{max}}$	Corrente máxima de entrada	8,61A
f_s	Frequência de comutação	50kHz
$\Delta V_o\%$	Ondulação máxima de tensão de saída	25%
$\Delta I_{in}\%$	Ondulação máxima da corrente de entrada	10%
$\Delta I_o\%$	Ondulação máxima da corrente de saída	5%

Tensão de saída

A tensão de saída é dada pelo valor de tensão do banco de baterias. Neste projeto adotou-se um banco de baterias com uma tensão de 24V, suficiente para a demanda desejada. O banco de baterias foi constituído a partir de células de lítio (Li-Ion) com tensão nominal de 3,7V cada. Sendo assim, o cálculo da tensão nominal da bateria foi calculado conforme a Equação (4.1).

$$V_{bat} = V_{celula} \cdot N_{celulas} = 3,7V \cdot 7 = 25,9V \approx 24V \quad (4.1)$$

Além disso, é necessário conhecer os valores máximos e mínimos de operação da bateria. Sendo assim o valor de tensão máxima na bateria é apresentado pela Equação (4.2).

$$V_{bat_{max}} = 4,2V \cdot 7 = 29,4V \quad (4.2)$$

O valor de tensão mínima da bateria é determinado pela seguinte expressão:

$$V_{bat_{min}} = 3V \cdot 7 = 21V \quad (4.3)$$

Corrente média na saída

A corrente média na saída do conversor é expressa da seguinte forma:

$$I_o = \frac{P_o}{V_{bat}} = \frac{150W}{24V} = 6,5A \quad (4.4)$$

Tensão de entrada

A tensão de entrada contém significativas variações, visto que é fornecida por um painel fotovoltaico. Dessa forma, é necessário determinar os valores máximos e mínimos tensão oriundos do painel fotovoltaico para definir o estágio de processamento de energia. Sendo assim, para os cálculos iniciais são utilizados os equacionamentos segundo (COELHO; CONNER; MARTINS, 2010), que são expressos da seguinte maneira:

$$V_{mp_{min}} = V_{mp_{STC}} + (T_{max} - T_{STC}) \cdot u_{Vmp} \quad (4.5)$$

$$V_{mp_{max}} = V_{mp_{STC}} + (T_{min} - T_{STC}) \cdot u_{Vmp} \quad (4.6)$$

A partir das Equações (4.5) e (4.6) nota-se que a tensão depende diretamente da temperatura do painel fotovoltaico, sendo as outras variáveis conhecidas, conforme apresentado na Figura 15. Assim, definindo um intervalo de temperatura dado por $10^\circ C \leq T \leq 75^\circ C$, é possível obter os valores máximos e mínimos de tensão fornecidos pelo painel.

$$V_{mp_{min}} = 18,5 + (75 - 25) \cdot (-0,132) = 11,9V \quad (4.7)$$

$$V_{mp_{max}} = 18,5 + (10 - 25) \cdot (-0,132) = 20,48V \quad (4.8)$$

Em relação a Equação (4.8) cabe a observação de que o valor obtido seria para uma condição ideal de rendimento do painel fotovoltaico, sendo de máxima radiação solar e mínima temperatura. Contudo, sabe-se que no hemisfério sul tal condição climática não é possível, sendo adotado, portanto, a tensão de máxima potência $V_{mp} = 18,5V$ para a temperatura padrão de $25^\circ C$. Haja vista, define-se os valores máximos e mínimos na saída do painel fotovoltaico da seguinte maneira:

$$V_{pv_{min}} = V_{mp_{min}} = 11,9V \quad (4.9)$$

$$V_{pv_{max}} = V_{mp_{max}} = 18,5V \quad (4.10)$$

Razão cíclica

Consoante as observações do capítulo anterior, neste projeto serão considerados 3 valores de razão cíclica em função da variação de tensão que será imposta ao banco de baterias. Logo, os valores de razão cíclica para valores mínimos, máximos e médios são apresentados conforme as seguintes expressões.

$$D_{min} = \frac{V_{bat_{min}}}{V_{bat_{min}} + V_{pv_{max}}} = \frac{21}{21 + 18,5} = 0,532 \quad (4.11)$$

$$D_{max} = \frac{V_{bat_{max}}}{V_{bat_{max}} + V_{pv_{min}}} = \frac{29,4}{29,4 + 11,9} = 0,712 \quad (4.12)$$

$$D_{med} = \frac{V_{bat}}{V_{bat} + V_{pv}} = \frac{25,9}{25,9 + 18,5} = 0,565 \quad (4.13)$$

Ganho estático

O intervalo referente ao ganho estático do conversor Cùk é determinado de acordo com as seguintes expressões

$$G_{min} = \frac{D_{min}}{1 + D_{min}} = \frac{0,532}{1 + 0,532} = 1,36 \quad (4.14)$$

$$G_{max} = \frac{D_{max}}{1 + D_{max}} = \frac{0,712}{1 + 0,712} = 2,47 \quad (4.15)$$

4.4 INDUTORES

No dimensionamento de um indutor são relevantes as características em relação aos materiais empregados, corrente permissível, volume, temperatura, perdas entre outros. O conversor Cùk possui um indutor de entrada e um de saída, conforme apresentado nos capítulos anteriores. Inicialmente será apresentado o dimensionamento do indutor de entrada e posteriormente do indutor de saída.

4.4.1 Indutor de entrada

Ondulação na corrente de entrada

Para o cálculo da indutância de entrada, inicialmente é necessário especificar a ondulação máxima da corrente que circula pelo mesmo. Para o projeto adotou-se $\Delta I_{in\%} = 10\%$ da corrente nominal de entrada, obtendo o valor da seguinte expressão:

$$\Delta I_{in} = \Delta I_{in\%} \cdot I_{in} = 0,1 \cdot 8,21 = 0,821A \quad (4.16)$$

Cálculo da indutância

No cálculo da indutância, apresentado na Equação (4.17), foram consideradas a tensão máxima de entrada e razão cíclica mínima visando garantir o funcionamento adequado do conversor mesmo operando nos limites de tensão.

$$L_1 = \frac{V_{in_{max}} \cdot D_{min}}{f_s \cdot \Delta I_{in}} = \frac{18,5 \cdot 0,532}{50 \cdot 10^3 \cdot 0,821} = 239,60\mu H \quad (4.17)$$

Corrente máxima no indutor de entrada

$$D_{min} = \frac{V_{bat_{min}}}{V_{bat_{min}} + V_{pv_{max}}} = \frac{21}{21 + 18,5} = 0,532 \quad (4.18)$$

O valor máximo que a razão cíclica pode atingir é determinado pela Equação 4.19 .

$$D_{max} = \frac{V_{bat_{max}}}{V_{bat_{max}} + V_{pv_{min}}} = \frac{29,4}{29,4 + 11,9} = 0,712 \quad (4.19)$$

O valor médio da razão cíclica pode ser calculado conforme a seguinte expressão:

$$D_{max} = \frac{V_{bat}}{V_{bat} + V_{pv}} = \frac{25,9}{25,9 + 18,5} = 0,565 \quad (4.20)$$

A partir da especificação da máxima ondulação da corrente de entrada é possível determinar a máxima corrente instantânea no indutor, a fim de garantir que não haja saturação do núcleo. Haja vista, o valor da máxima corrente considerando a ondulação é apresentada na Equação (4.21).

$$I_{L1_{max}} = I_{in_{max}} + \frac{\Delta I_{in}}{2} = 8,21 + \frac{0,821}{2} = 8,62A \quad (4.21)$$

Definido o valor da indutância e máxima corrente instantânea no indutor é possível iniciar o dimensionamento construtivo do indutor de entrada.

4.4.1.1 Dimensionamento físico do indutor

Inicialmente foram definidos os parâmetros construtivos do indutor, conforme apresentado na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros construtivos do indutor de entrada.

Símbolo	Significado	Valor
J_{max}	Densidade máxima de corrente no indutor	400A/cm ²
B_{max}	Densidade máxima de fluxo magnético	0,28T
K_w	Fator de utilização da área de enrolamento	0,7

Produto de áreas

Definidos os parâmetros construtivos do indutor é possível escolher as dimensões do núcleo a partir do produto de áreas, dado pela seguinte expressão (BARBI, 2001):

$$A_e A_w = \frac{L_1 \cdot I_{L1_{max}}^2 \cdot 10^4}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} = \frac{239,60 \cdot 10^{-6} \cdot 8,62^2 \cdot 10^4}{0,28 \cdot 400 \cdot 0,7} = 2,27 \text{cm}^4 \quad (4.22)$$

Logo, o núcleo adequado para o dimensionamento realizado é núcleo NEE 42/21/15 da Thornton, que apresenta as seguintes especificações:

Tabela 6 – Especificações técnicas do núcleo NEE 42/21/15 da Thornton.

Símbolo	Significado	Valor
$A_e A_w$	Produto de áreas	4,84cm ⁴
A_e	Área da perna central	1,89cm ²
A_w	Área da janela do carretel	2,56cm ²
l_{me}	Comprimento médio de uma espira	9cm
V_n	Volume do núcleo	17,6cm ³

Após definido o núcleo a ser utilizado, é necessário verificar a possibilidade de execução do mesmo, para tal, foram realizados os seguintes cálculos.

Número de espiras

O número de espiras é calculado conforme o equacionamento proposto em (BARBI, 2001). Haja vista, o número de espiras é apresentado segundo a Equação (4.23).

$$N = \frac{L_1 \cdot I_{L1_{max}} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} = \frac{239,60 \cdot 10^{-6} \cdot 8,62^2 \cdot 10^4}{400 \cdot 1,89} = 40 \quad (4.23)$$

Bitola dos condutores

A área da seção de cobre necessária para a densidade de corrente projetada é:

$$S_{fio} = \frac{I_{L1_{max}}}{J_{max}} = \frac{8,62}{400} = 0,022 \text{cm}^2 \quad (4.24)$$

Nesta etapa é comum efetuar a verificação do efeito peculiar (*skin effect*) para o uso de condutores submetidos a alta frequência. No entanto, este conversor terá seu funcionamento baixa frequência com ondulação de corrente desprezível, dispensando a verificação do efeito peculiar e permitindo o cálculo do diâmetro máximo da seção a partir da seguinte expressão:

$$d_{max_{fio}} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{fio}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,022}{\pi}} = 0,166 \text{cm} \quad (4.25)$$

Feitas estas considerações, optou-se pela escolha do condutor AWG18. As especificações do condutor estão expressas na Tabela 7.

Tabela 7 – Especificações técnicas do condutor AWG18.

Símbolo	Significado	Valor
S_{cu}	Seção do condutor sem isolamento	0,008231cm ²
$S_{cu_{iso}}$	Seção do condutor com isolamento	0,009735cm ²
ρ_{cu20}	Resistência do cobre por cm a 20°C	0,00000168 Ω /cm

O número de condutores em paralelo no enrolamento é dado pela Equação (4.26).

$$n_{cond} = \frac{S_{fio}}{S_{cu}} = \frac{0,022}{0,008231} = 3 \quad (4.26)$$

A área ocupada pelos condutores é determinada pela Equação (4.27).

$$A_{wmin} = \frac{N \cdot S_{cuiso} \cdot n_{cond}}{k_w} = \frac{40 \cdot 0,009735 \cdot 3}{0,7} = 1,54cm^2 \quad (4.27)$$

A possibilidade de execução do indutor é determinada pela relação entre a área total necessária para o condutor e a área da janela do núcleo, conhecido também como fator de ocupação. Ressalta-se que para validar a execução do indutor é necessário que o fator de ocupação seja menor que 1. A possibilidade de execução é verificada conforme a seguinte expressão:

$$F_o = \frac{A_{wmin}}{A_w} = \frac{1,54}{2,56} = 0,60 \quad (4.28)$$

Pode-se verificar, mediante a Equação (4.28) que o fator de ocupação é menor que a unidade, possibilitando a execução do projeto.

Cálculo do entreferro

O cálculo do entreferro é determinado pela Equação (4.29).

$$\delta = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_1} \cdot 10^{-2} = \frac{40^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,89}{239,60 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 1,60mm \quad (4.29)$$

A distribuição do entreferro em cada perna do núcleo é calculado conforme a seguinte expressão:

$$l_g = \frac{\delta}{2} = \frac{1,59}{2} = 0,80mm \quad (4.30)$$

Comprimento dos chicotes

A partir do comprimento médio da espira (C_{medesp}), cujo valor é de 9cm, é possível determinar o comprimento dos chicotes, conforme a Equação (4.31).

$$l_{chicote} = C_{medesp} \cdot N = 9 \cdot 40 = 3,60m \quad (4.31)$$

4.4.1.2 Cálculo de perdas

O Cálculo térmico do indutor foi desenvolvido mediante a metodologia apresentada em (BARBI, 2001), dividido portanto em perdas nos condutores e perda no núcleo.

Perdas nos condutores

Inicialmente determinou-se o valor da resistência do cobre a 45°C, visto que esta é a máxima temperatura a que os condutores estarão submetidos. No cálculo dessa resistência são considerados os parâmetros $\alpha_{cu} = 0,00404 \cdot 1/K$, $T_{20} = 20^\circ C$ e $T_{45} = 45^\circ C$, podendo ser calculado conforme a seguinte expressão:

$$\rho_{cu45} = \rho_{cu20} \cdot (1 + \alpha_{cu} \cdot (T_{45} - T_{20})) = 1,68 \cdot 10^{-6} \cdot (1 + 0,00404 \cdot (45 - 20)) = 1,85 \cdot 10^{-6} \Omega/cm \quad (4.32)$$

Em seguida, é calculada a resistência dos condutores em baixa frequência. A Equação (4.33) apresenta os valores obtidos.

$$R_{cc} = \rho_{cu45} \cdot \frac{l_{chicote}}{n_{cond} \cdot S_{cu}} \cdot 10^2 = 1,85 \cdot 10^{-6} \frac{3,6}{3 \cdot 0,008231} \cdot 10^2 = 0,027\Omega \quad (4.33)$$

A perda no cobre pode ser calculada conforme a seguinte expressão:

$$P_{cobre} = R_{cc} \cdot I_{in}^2 = 0,027 \cdot 8,21^2 = 1,83W \quad (4.34)$$

Perda no núcleo

Para determinar as perdas no núcleo, primeiramente é necessário calcular a variação da densidade de fluxo presente no mesmo, mediante a Equação (4.35).

$$\Delta B = \frac{L_1 \cdot \frac{\Delta I_{in}}{2}}{N \cdot A_e} = \frac{239,60 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{0,821}{2}}{40 \cdot 1,89} = 0,013T \quad (4.35)$$

A partir do valor estabelecido para ΔB e utilizando as constantes $\alpha = 1,13$, $\beta = 2,07$ e $K_c = 37,2$ é possível calcular a perda no núcleo, conforme a seguinte expressão:

$$P_{nucleo} = V_e \cdot f_s^\alpha \cdot \Delta B^\beta \cdot K_c = 1,7 \cdot 10^{-5} \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 0,013^{2,07} \cdot 37,2 = 0,017W \quad (4.36)$$

Perdas totais no indutor de entrada

Por fim, as perdas totais no indutor de entrada serão:

$$P_{totais} = P_{cobre} + P_{nucleo} = 1,83 + 0,017 = 1,85W \quad (4.37)$$

Cálculo da resistência térmica

A resistência térmica do indutor é calculada conforme a seguinte expressão:

$$R_{th} = 23 \cdot (A_e A_w)^{-0,37} = 23 \cdot (4,84)^{-0,37} = 12,83^\circ C/W \quad (4.38)$$

A elevação de temperatura é determinada pela Equação (4.39).

$$\Delta T = P_{totais} \cdot R_{th} = 1,85 \cdot 12,8 = 23,74^\circ C \quad (4.39)$$

4.4.2 Indutor de saída

Os cálculos referentes ao indutor de saída foram similares à metodologia implementada para o indutor de entrada, seguindo as especificações de (BARBI, 2001), e estão apresentados no Apêndice A.

4.5 CAPACITORES

O dimensionamento do capacitor será desenvolvido segundo (BARBI, 2001). Inicialmente será calculada a tensão máxima que circula sobre o capacitor e em seguida a capacitância do mesmo.

4.5.1 Capacitor de entrada

Tensão média no capacitor

A tensão média no capacitor é calculada conforme a Equação (4.40).

$$V_{C1_{med}} = \frac{V_{in_{max}}}{1 - D_{min}} = \frac{18,5}{1 - 0,532} = 39,5V \quad (4.40)$$

Ondulação na tensão no capacitor

Segundo a Tabela 4, o valor especificado para a ondulação de tensão de saída é de $\Delta V_o\% = 25\%$. Conhecendo este valor é possível determinar a máxima ondulação de tensão no capacitor, expressa segundo a Equação (4.41).

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C1\%} \cdot V_{C1_{med}} = 0,25 \cdot 39,5 = 9,87V \quad (4.41)$$

Cálculo da capacitância

A determinação da capacitância é expressa da seguinte maneira:

$$C_1 = \frac{(1 - D_{min}) \cdot I_{in}}{f_s \cdot \Delta V_{C1}} = \frac{(1 - 0,532) \cdot 8,21}{50 \cdot 10^3 \cdot 9,87} = 7,79\mu F \quad (4.42)$$

Tensão máxima no capacitor

O cálculo da tensão máxima que circula no capacitor é determinada conforme a seguinte expressão:

$$V_{C1_{max}} = V_{C1_{med}} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = 39,5 + \frac{9,87}{2} = 44,44V \quad (4.43)$$

4.5.2 Capacitor de Saída

O capacitor de saída foi calculado considerando uma ondulação de saída de 10%, conforme a seguinte expressão:

$$\Delta V_{C2} = \Delta V_{C2\%} \cdot V_o = 0,1 \cdot 24 = 2,4V \quad (4.44)$$

Logo é possível definir a capacitância, segundo a Equação (4.45).

$$C_2 = \frac{(V_{C1_{med}} - V_{bat_{min}}) \cdot D_{min}}{8 \cdot f_s^2 \cdot \Delta V_{C2} \cdot L_2} = \frac{(39,5 - 21) \cdot 0,532}{8 \cdot (50 \cdot 10^3)^2 \cdot 2,4 \cdot 629,47 \cdot 10^{-6}} = 325,74nF \quad (4.45)$$

4.6 SEMICONDUTORES

Os semicondutores presentes neste projeto consistem em um diodo e um interruptor. Para o dimensionamento destes componentes serão utilizados os equacionamentos apresentados no capítulo anterior.

4.6.1 Interruptor

Tensão média no interruptor

A tensão média no interruptor é expressa em função da tensão presente no capacitor multiplicada pela razão cíclica, conforme a seguinte expressão:

$$V_{Smed} = V_{C1_{med}} \cdot D = 39,5 \cdot 0,565 = 22,31V \quad (4.46)$$

Tensão eficaz no interruptor

A tensão eficaz no interruptor é dada por:

$$V_{Srms} = V_{C1_{med}} \cdot \sqrt{D} = 39,5 \cdot \sqrt{0,565} = 29,69V \quad (4.47)$$

Tensão máxima no interruptor

A tensão máxima no interruptor é calculada a partir da relação da máxima tensão de saída, que neste caso é a da bateria, e a razão cíclica mínima, conforme a Equação (4.48).

$$V_{Smax} = \frac{V_{bat_{max}}}{D_{min}} = \frac{29,4}{0,532} = 55,30V \quad (4.48)$$

Corrente média no interruptor

A corrente média é estabelecida em função da soma das correntes de entrada e saída, multiplicada pela razão cíclica, segundo expresso pela Equação (4.49).

$$I_{Smed} = (I_{in} + I_o) \cdot D = (8,21 + 6,25) \cdot 0,565 = 8,16A \quad (4.49)$$

Corrente eficaz no interruptor

A corrente eficaz no interruptor pode ser determinada mediante a seguinte equação:

$$I_{Srms} = (I_{in} + I_o) \cdot \sqrt{D} = (8,21 + 6,25) \cdot \sqrt{0,565} = 10,87A \quad (4.50)$$

Corrente máxima no interruptor

A corrente máxima no interruptor é dada pela soma das correntes de pico de entrada e saída, conforme a Equação (4.51).

$$I_{Smax} = (I_{L1_{max}} + I_{L2_{max}}) = (8,62 + 6,41) = 15,03A \quad (4.51)$$

Corrente em condução

A corrente em condução que circula pelo interruptor pode ser obtida a partir da soma das correntes presentes nos indutores L_1 e L_2 . Sendo assim, o cálculo é apresentado na seguinte equação:

$$I_{Son} = I_{L1} + I_{L2} = (8,21 + 6,25) = 14,46A \quad (4.52)$$

Corrente em bloqueio

A corrente em bloqueio é a corrente máxima que circula no interruptor, conforme a expressão:

$$I_{Soff} = I_{Smax} = 15,03A \quad (4.53)$$

Escolha do interruptor

A partir dos cálculos apresentados é possível definir o interruptor adequado para o projeto. Sendo assim, optou-se pelo interruptor Mosfet IRF-540N, que apresenta as seguintes especificações:

Tabela 8 – Especificações técnicas do Mosfet IRF-540N.

Símbolo	Significado	Valor
V_{DSS}	Tensão máxima Dreno-Source	100V
R_{DSS}	Resistência Dreno-Source	0,044 Ω
t_r	Tempo de subida na comutação	35ns
t_f	Tempo de descida na comutação	35ns
t_{Son}	Tempo de delay na subida	11ns
t_{Soff}	Tempo de delay na descida	39ns

Perdas por comutação

As perdas por comutação ocorrem em 2 períodos: quando o interruptor entra em condução e quando entra em bloqueio. Logo, é necessário avaliar os dois períodos para determinar a perda por comutação. A energia dispendida no início da condução é apresentada pela Equação (4.54).

$$E_{Son} = V_{in} \cdot I_{Don} \cdot \frac{t_{Son} + t_r}{2} \cdot 10^{-9} = 18,5 \cdot 14,46 \cdot \frac{11 + 35}{2} \cdot 10^{-9} = 6,153 \cdot 10^{-6} J \quad (4.54)$$

A energia dissipada no período de bloqueio é determinada conforme a Equação (4.55).

$$E_{Soff} = V_{in} \cdot I_{Doff} \cdot \frac{t_{Soff} + t_f}{2} \cdot 10^{-9} = 18,5 \cdot 15,03 \cdot \frac{39 + 35}{2} \cdot 10^{-9} = 1,029 \cdot 10^{-5} J \quad (4.55)$$

A partir do cálculo das energias de condução e bloqueio é possível determinar a perda por comutação, de acordo o equacionamento seguinte:

$$P_{Scom} = (E_{Son} + E_{Soff}) \cdot f_s = (6,153 \cdot 10^{-6} + 1,029 \cdot 10^{-5}) \cdot 50 \cdot 10^3 = 0,822W \quad (4.56)$$

Perdas por condução

As perdas por condução, quando utiliza-se transistor Mosfet como um interruptor, é dada em função da resistência apresentada pelo interruptor, e pode ser determinada mediante a Equação (4.57).

$$P_{Scond} = R_{DSS} \cdot I_{Srms}^2 = 0,044 \cdot 10,87^2 = 5,195W \quad (4.57)$$

Perdas totais no interruptor

Por fim, calcula-se as perdas totais no interruptor considerando as perdas de comutação e condução conforme a seguinte expressão:

$$P_{Stotal} = P_{Scom} + P_{Scond} = 0,822 + 5,195 = 6,017W \quad (4.58)$$

4.6.2 Diodo

A determinação dos esforços no diodo é realizada conforme os seguintes cálculos:

Corrente média

A corrente média no diodo é a mesma que circula pelo interruptor, apresentada pela Equação (4.49).

$$I_{Dmed} = I_{Smed} = 8,16A \quad (4.59)$$

Corrente eficaz

A corrente eficaz no diodo é equivalente a que circula pelo interruptor, expressa pela Equação (4.50).

$$I_{Drms} = I_{Srms} = 10,87A \quad (4.60)$$

Corrente máxima

A corrente máxima instantânea atuante sobre o diodo é igual a corrente máxima que circula no interruptor, expressa pela Equação (4.51). Deste modo:

$$I_{Dmax} = I_{Smax} = 15,03A \quad (4.61)$$

Tensão máxima reversa

A tensão máxima reversa ocorre quando o diodo se encontra em bloqueio, sendo neste caso a máxima tensão da bateria e equivalente a máxima tensão atuante no interruptor, expressa na Equação (4.48). Assim:

$$V_{Dmax} = V_{Smax} = 55,30V \quad (4.62)$$

Escolha do diodo

A partir dos cálculos apresentados é possível definir o diodo adequado. Optou-se pelo diodo ultrarrápido Schottky MBR20100CT-D, que contém as seguintes especificações:

Tabela 9 – Especificações técnicas do diodo Schottky MBR20100CT-D.

Símbolo	Significado	Valor
V_{RRM}	Tensão reversa repetitiva máxima	100V
I_F	Corrente média	10A
I_{FRM}	Corrente repetitiva máxima	20A
V_F	Queda de tensão direta	0,75V
R_D	Resistência de condução	0 Ω
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa máxima	0ns
Q_{rr}	Carga de recuperação reversa	0nC

Perdas por comutação

As perdas por comutação no diodo ocorrem no início da condução e quando o diodo entra em bloqueio. No entanto, conforme as especificações apresentadas na Tabela 9 e por se tratar de um diodo ultrarrápido, tanto o tempo de recuperação reversa quanto a carga de recuperação reversa são equivalentes a zero, podendo ser desprezado o valor de perda por comutação, conforme as seguintes expressões:

$$E_{Don} = V_{in} \cdot I_{Don} \cdot Q_{rr} = 0J \quad (4.63)$$

$$E_{Doff} = V_{bat_{max}} \cdot Q_{rr} = 0J \quad (4.64)$$

$$P_{Dcom} = (E_{Don} + E_{Doff}) \cdot f_s = 0W \quad (4.65)$$

Perdas por condução

As perdas por condução são expressas mediante a seguinte equação:

$$P_{Dcond} = V_F \cdot I_{Dmed} + R_D \cdot I_{Drms}^2 = 0,75 \cdot 8,16 + 0 \cdot 10,87 = 6,124W \quad (4.66)$$

Perdas totais no diodo

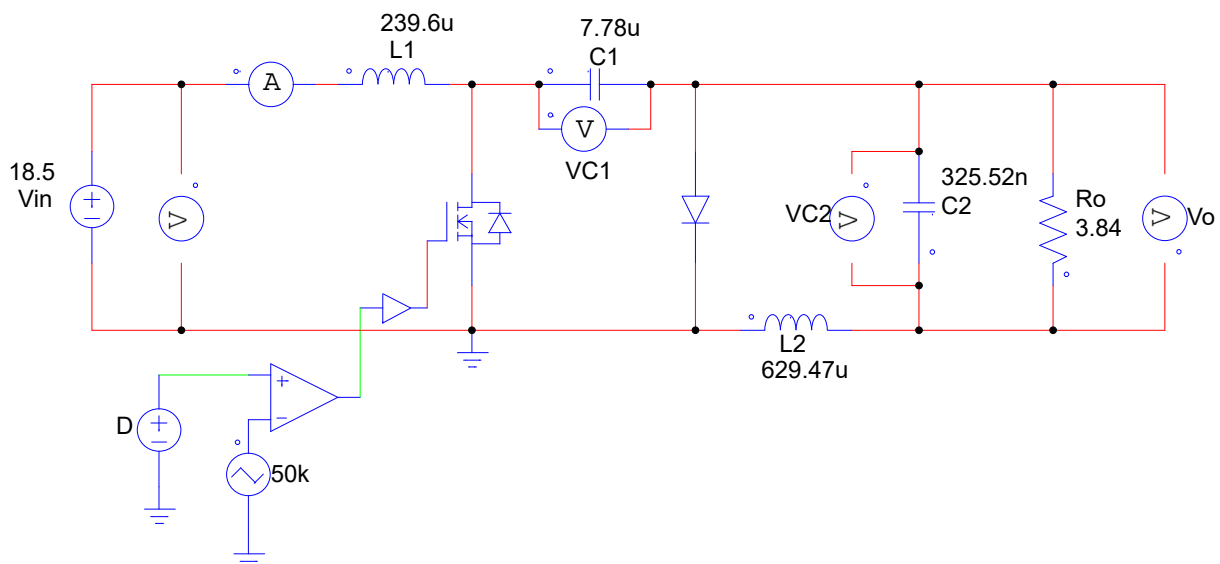
De acordo com os cálculos apresentados, determinou-se que as perdas do diodo se dão apenas em função das perdas por condução, pois as perdas por comutação foram desprezadas. Sendo assim, as perdas totais no diodo são determinadas a partir da seguinte expressão:

$$P_{Dtotal} = P_{Dcom} + P_{Dcond} = 0 + 6,124 = 6,124W \quad (4.67)$$

4.7 SIMULAÇÃO NUMÉRICA

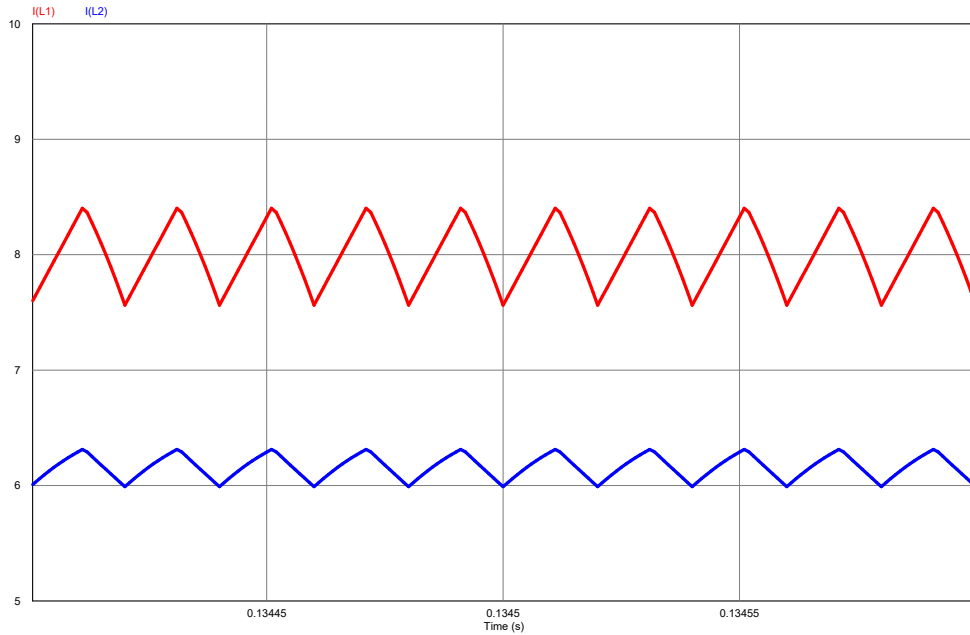
A fim de confirmar os dados de projeto foi realizada uma simulação numérica do conversor proposto da plataforma PSIM. Para a simulação inicial foram considerados os componentes como ideais e a fonte de saída foi simulada como uma resistência. O modelo proposto é apresentado na Figura 18.

Figura 18 – Modelo computacional do conversor proposto considerando os componentes ideais.



Os resultados da simulação são apresentados nas Figuras 19, 20, 21 e 22.

Figura 19 – Correntes que circulam pelos indutores I_{L1} e I_{L2} .



As correntes que circulam pelos indutores I_{L1} e I_{L2} , conforme apresentado na Figura 19, atendem aos valores obtidos mediante aos equacionamentos bem como às formas de onda apresentadas na Figura 14.

Figura 20 – Corrente I_D no diodo.

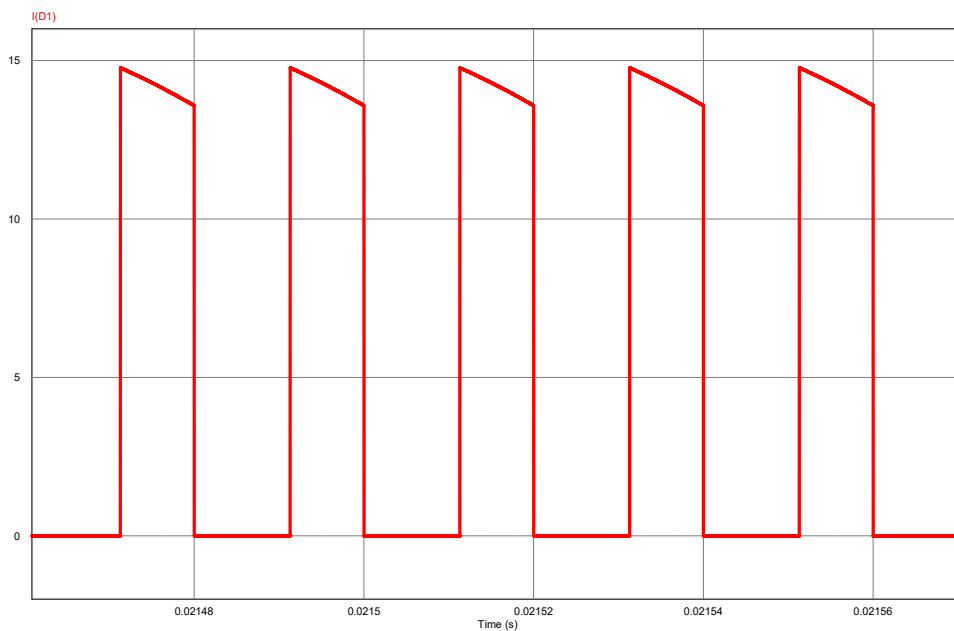
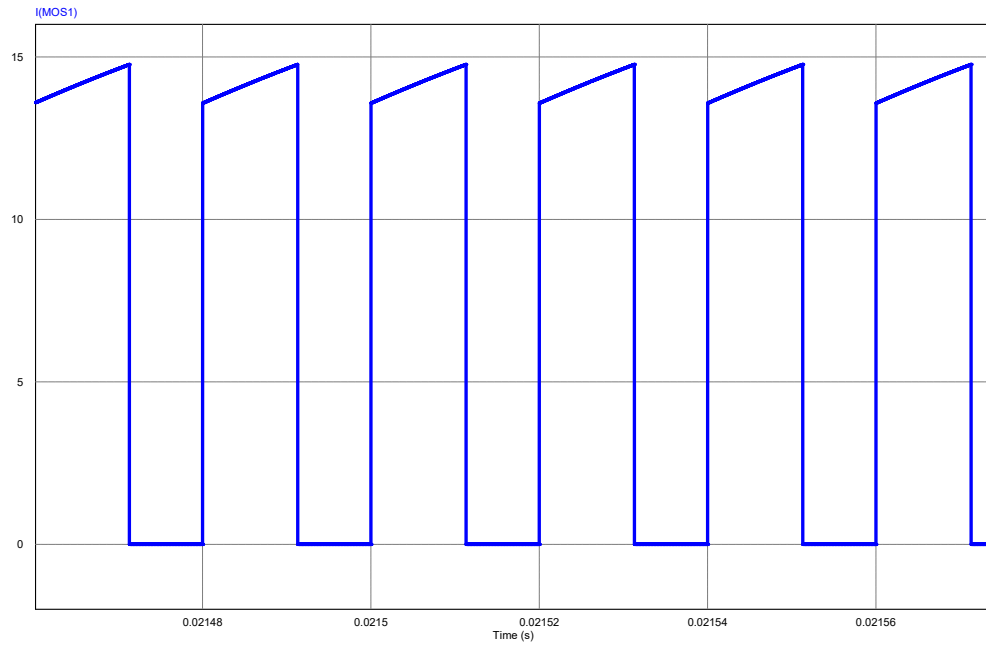
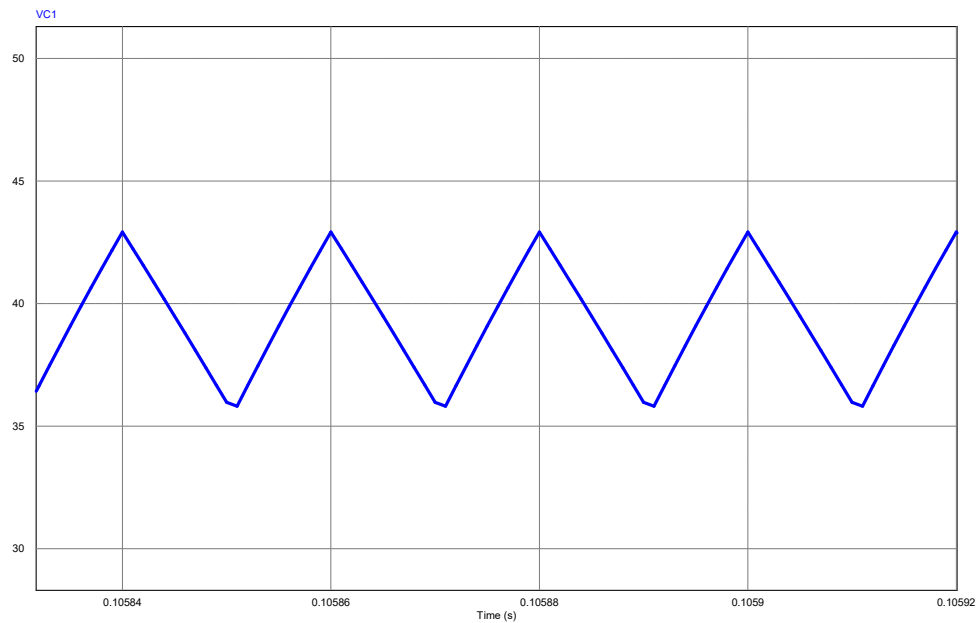


Figura 21 – Corrente I_S no interruptor S.Figura 22 – Tensão V_{C1} no capacitor C1.

Nas Figuras apresentadas observa-se que os valores obtidos mediante aos equacionamentos do projeto de potência estão de acordo com os valores simulados via método computacional. Além disso, as formas de onda possuem formato equivalente às formas de onda do conversor Cúk apresentadas no capítulo 3. Dessa forma, conclui-se que o projeto de potência foi validado mediante simulação numérica ideal.

A próxima etapa é realizar a construção de um modelo considerando as não linearidades dos componentes e utilizando os modelos do painel solar fotovoltaico e bateria a fim de verificar se os valores permanecem coerentes.

REFERÊNCIAS

- ADLY, M.; EL-SHERIF, H.; IBRAHIM, M. Maximum power point tracker for a PV cell using a fuzzy agent adapted by the fractional open circuit voltage technique. In: *Proc. IEEE Int. Conf. Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE 2011)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1918–1922. ISSN 1098-7584.
- ANEEL, R. N. N. 482. *Estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, o sistema de compensação de energia elétrica, e dá outras providências*, v. 17, 2012.
- ARNETT, J. C. et al. Design, installation and performance of the ARCO Solar one-megawatt power plant. In: Palz, W.; Fittipaldi, F. (Ed.). *5th Photovoltaic Solar Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 1984. p. 314–320.
- BARBI, I. Projetos de fontes chaveadas. *Florianópolis: Edição do autor*, 2001.
- BECQUEREL, M. Mémoire sur les effets électriques produits sous l'influence des rayons solaires. *Comptes rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des sciences*, v. 9, p. 561–567, 1839.
- BRITO, M. A. D. et al. Research on photovoltaics: review, trends and perspectives. In: IEEE. *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*. [S.l.], 2011. p. 531–537.
- BRITO, M. A. G. de et al. Main maximum power point tracking strategies intended for photovoltaics. In: *Proc. XI Brazilian Power Electronics Conf.* [S.l.: s.n.], 2011. p. 524–530. ISSN 2165-0454.
- CHAPIN, D. M.; FULLER, C.; PEARSON, G. A new silicon p-n junction photocell for converting solar radiation into electrical power. *Journal of Applied Physics*, AIP, v. 25, n. 5, p. 676–677, 1954.
- COELHO, R. F. *Estudo dos conversores buck e boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos. 2008. 169 f.* Tese (Doutorado) — Dissertação de mestrado-Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade . . . , 2008.
- COELHO, R. F.; CONCER, F. M.; MARTINS, D. C. A mppt approach based on temperature measurements applied in pv systems. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on*. [S.l.], 2010. p. 1–6.
- COELHO, R. F. et al. Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas cc a partir de fontes renováveis. 2013.
- DEOPARE, H.; DESHPANDE, A. Modeling and simulation of incremental conductance maximum power point tracking. In: *Proc. Int. Conf. Energy Systems and Applications*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 501–505.
- DOU, L. et al. 25th anniversary article: a decade of organic/polymeric photovoltaic research. *Advanced materials*, Wiley Online Library, v. 25, n. 46, p. 6642–6671, 2013.
- ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 22, n. 2, p. 439–449, jun. 2007. ISSN 0885-8969.

- FARANDA, R.; LEVA, S.; MAUGERI, V. Mppt techniques for pv systems: Energetic and cost comparison. In: IEEE. *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. [S.l.], 2008. p. 1–6.
- FEMIA, N. et al. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 4, p. 963–973, jul. 2005. ISSN 0885-8993.
- GUPTA, A. K.; SAXENA, R. Review on widely-used mppt techniques for PV applications. In: *Proc. Int. Conf. Innovation and Challenges in Cyber Security (ICICCS-INBUSH)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 270–273.
- IEA. International energy agency-photovoltaic power systems programme, 2018. *Snapshot of Global PV Markets*, 2018.
- KAPP, M.; KAPP, J. Os conceitos físicos de temperatura e calor aplicados à conformação mecânica de materiais: uma proposta de abordagem motivadora. *Revista eletrônica de Educação e Tecnologia do SENAI-SP*, v. 4, 2010.
- KNAUPP, W. Operation behaviour of roof installed photovoltaic modules. In: IEEE. *Photovoltaic Specialists Conference, 1996., Conference Record of the Twenty Fifth IEEE*. [S.l.], 1996. p. 1445–1448.
- KONJARE, S. S. et al. Efficiency improvement of PV module by way of effective cooling - a review. In: *Proc. Int. Conf. Industrial Instrumentation and Control (ICIC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1008–1011.
- LUMB, M. P. et al. Gasb-based solar cells for full solar spectrum energy harvesting. *Advanced Energy Materials*, Wiley Online Library, v. 7, n. 20, p. 1700345, 2017.
- MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Eletrônica de potência: introdução ao estudo dos conversores CC-CA*. [S.l.]: Edição dos Autores, 2005.
- MASTERS, G. M. *Renewable and efficient electric power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013.
- RIORDAN, C.; HULSTRON, R. What is an air mass 1.5 spectrum?(solar cell performance calculations). In: IEEE. *Photovoltaic Specialists Conference, 1990., Conference Record of the Twenty First IEEE*. [S.l.], 1990. p. 1085–1088.
- RODRIGUES, P.; MATOS, F. B. Simulação da influência da intensidade luminosa e da temperatura no comportamento de células solares. *Universidade Federal de Uberlândia*, 2008.
- TEO, H.; LEE, P.; HAWLADER, M. An active cooling system for photovoltaic modules. *Applied Energy*, Elsevier, v. 90, n. 1, p. 309–315, 2012.
- VALLÊRA, A. M.; BRITO, M. C. Meio século de história fotovoltaica. *Gazeta de Física*, v. 1, n. 2, 2006.

APÊNDICE A - Projeto físico do indutor de saída

CÁLCULOS PRELIMINARES

Indutância de saída	$L_2 := \frac{(V_{C1_med} - V_{bat_min}) \cdot D_{min}}{f_s \cdot \Delta I_o} = (629.468 \cdot 10^{-6}) \text{ H}$
Corrente no Indutor 2	$I_{L2} := I_o = 6.25 \text{ A}$
Ondulação de corrente L2	$\Delta I_{L2} := \Delta I_o = 0.313 \text{ A}$
Corrente máxima no L2	$I_{L2_pico} := I_{L2} + \frac{\Delta I_o}{2} = 6.406 \text{ A}$
Corrente mínima no L2	$I_{L2_min} := I_{L2} - \frac{\Delta I_o}{2} = 6.094 \text{ A}$
Energia armazenada em L2	$E := \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot I_{L2_pico}^2 = 0.013 \text{ J}$
Indução máxima	$B_{max} := 0.28 \text{ T}$
Fator de ocupação	$K_W := 0.7$
Densidade de corrente	$J_{MAX} := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Produto da seção transversal	$A_e A_w := \frac{L_2 \cdot I_{L2_pico}^2}{B_{max} \cdot J_{MAX} \cdot K_W} = 3.295 \text{ cm}^4$

Núcleo NEE 42/21/15

$$Largura_{interna} := 29.5 \text{ mm}$$

$$centro := 12.2 \text{ mm}$$

$$altura_{janela} := 2 \cdot 14.8 \text{ mm}$$

$$Largura_{total} := 42 \text{ mm}$$

$$espessura := 15.5 \text{ mm}$$

$$A_e := centro \cdot espessura = 1.891 \text{ cm}^2$$

$$Área da janela do carrtetel calculada$$
$$A_w := \frac{(Largura_{interna} - centro)}{2} \cdot altura_{janela} = 256.04 \text{ mm}^2$$

Produto da área da seção transversal

$$A_e \cdot A_w = 4.842 \text{ cm}^4$$

Volume núcleo:

$$V_e := 17600 \text{ mm}^3$$

$$V_{nucleo} := V_e = 17.6 \text{ cm}^3$$

Comprimento médio da espira

$$CME := \left(Largura_{interna} - \left(\frac{Largura_{interna} - centro}{2} \right) \right) \cdot 2 + 2 \cdot espessura + 2 \cdot \left(\frac{Largura_{interna} - centro}{2} \right) = 9 \text{ cm}$$

Volume espira*

$$V_{espira} := CME \cdot A_w = 23043.6 \text{ mm}^3$$

Volume total

$$V_{indudor2_cuk} := V_e + V_{espira} - (Largura_{interna} - centro) \cdot espessura \cdot altura_{janela} = 0.033 \text{ L}$$

$$V_{indudor2_cuk} = (3.271 \cdot 10^4) \text{ mm}^3$$

Número de espiras

$$N := \text{ceil} \left(\frac{L_2 \cdot I_{L2_pico}}{B_{max} \cdot A_e} \right) = 77$$

$$u_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{H}{m}$$

Entreferro

$$gap := \frac{1}{2} \frac{N^2 \cdot u_0 \cdot A_e}{L_2} = 1.119 \text{ mm}$$

CÁLCULO DA BITOLA DOS CONDUTORES

$$A_{fio} := \frac{I_{L2_pico}}{J_{MAX}} = 1.602 \text{ mm}^2$$

$$D_{max_fio} := \sqrt{\frac{4 \cdot A_{fio}}{\pi}} = 1.428 \text{ mm}$$

Fio escolhido

AWG18

$$D_{18} := 1.024 \text{ mm}$$

$$A_{18} := 0.818 \text{ mm}^2$$

$$A_{18isolada} := 0.9 \text{ mm}^2$$

$$\rho_{20} := 1.68 \cdot 10^{-8} \cdot \Omega \cdot m$$

$$r_o := \frac{D_{18}}{2} = 0.051 \text{ cm}$$

$$\alpha_{cu} := 0.00404 \frac{1}{K}$$

$$T_{45} := 318 \text{ K}$$

$$T_{20} := 293 \text{ K}$$

$$\rho_{45} := \rho_{20} \cdot (1 + \alpha_{cu} \cdot (T_{45} - T_{20})) = (1.85 \cdot 10^{-8}) \Omega \cdot m$$

Área de cobre

$$A_{cu} := \frac{I_{L2_pico}}{J_{MAX}} = 0.016 \text{ cm}^2$$

Número de condutores

$$n_{condutores} := \text{ceil}\left(\frac{A_{cu}}{A_{18}}\right) = 2$$

Área ocupada

$$Area_{ocupada} := n_{condutores} \cdot A_{18isolada} \cdot \frac{N}{K_W} = 1.98 \text{ cm}^2$$

Área disponível

$$A_w = 2.56 \text{ cm}^2$$

Fator de ocupação

$$F_o := \frac{Area_{ocupada}}{A_w} = 0.773$$

Comprimento dos chicotes

$$L_{chicote} := CME \cdot N = 6.93 \text{ m}$$

PERDAS NOS CONDUTORES

Resistência em baixa frequência

$$R_{cc} := \rho_{45} \cdot \frac{L_{chicote}}{n_{condutores} \cdot A_{18}} = 0.078 \Omega$$

Potência dissipada

$$P_{cobre} := R_{cc} \cdot I_{L2}^2 = 3.061 \text{ W}$$

PERDAS NO NÚCLEO

$$\alpha := 1.13$$

$$\beta := 2.07$$

$$K_c := 37.2$$

Varição densidade de fluxo

$$\Delta B := \frac{L_2 \cdot \left(\frac{\Delta I_{L2}}{2}\right)}{N \cdot A_e} = 0.007 \text{ T}$$

Perdas núcleo

$$P_{nucleo} := \frac{V_e}{m^3} \cdot (f_s \cdot s)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B}{T} \right)^\beta \cdot K_c \cdot W = 0.004 \text{ W}$$

Resistencia térmica nucleo

$$R_{th} := 19 \frac{K}{W}$$

PERDAS TOTAIS

Perda total

$$P_{indutor2} := P_{cobre} + P_{nucleo} = 3.065 \text{ W}$$

CÁLCULO DA ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA

Elevação de temperatura

$$\Delta T := (P_{indutor2}) \cdot R_{th} = 58.233 \text{ K}$$

$$T_{final} := T_{20} + \Delta T = 78.083 \text{ °C}$$