

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

SAMANTHA HARUMI HAYASHI

**ESTUDO E PROJETO DE SISTEMA AUTÔNOMO DE ENERGIA PARA
MEDIÇÃO DE VAZÃO DE TUBULAÇÕES DE ÁGUA**

JOINVILLE

2018

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SAMANTHA HARUMI HAYASHI

ESTUDO E PROJETO DE SISTEMA AUTÔNOMO DE ENERGIA PARA
MEDIÇÃO DE VAZÃO DE TUBULAÇÕES DE ÁGUA

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes

JOINVILLE

2018

SAMANTHA HARUMI HAYASHI

**ESTUDO E PROJETO DE SISTEMA AUTÔNOMO DE ENERGIA PARA
MEDIÇÃO DE VAZÃO DE TUBULAÇÕES DE ÁGUA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Orientador:

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
UDESC

Membros:

Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd
UDESC

Prof. Dr. Tiago Jackson May Dezu
UDESC

Joinville, 4 de Julho 2018.

AGRADECIMENTOS

À minha família, pela educação e incentivo a correr atrás dos meus sonhos.

Aos meus amigos, que me acompanharam desde o início da graduação e me proporcionaram momentos incríveis.

Ao meu namorado Célio, que há seis anos me faz a mulher mais feliz do mundo.

Aos professores da universidade, por todo o conhecimento transmitido.

Ao professor Yales, pela paciência e dedicação para que este trabalho fosse realizado.

Ao professor Joselito, por todas as oportunidades e aprendizados.

Ao Guilherme Eichstädt, pela grande amizade.

Ao Mateus Novaes, pela parceria de sempre.

À FAPESC (Fundação de Amparo à Pesquisa e Inovação do Estado de Santa Catarina), pelo apoio financeiro ao T.O. 10.042/2012-0.

RESUMO

Um dos sistemas mais utilizados na geração de energia limpa são os fotovoltaicos, devido à simplicidade na instalação e praticidade. Além de uma alternativa, essa pode ser uma das poucas opções de energia limpa, quando tratamos de locais isolados. Este trabalho trata justamente de um sistema não conectado à rede, localizado em um local remoto. Um arranjo fotovoltaico é proposto como solução para carregar uma bateria, a qual irá alimentar equipamentos responsáveis pela realização de medições de vazão de tubulações de água. Mais componentes integram o sistema, de maneira a adequar os níveis de tensão entre o arranjo fotovoltaico, a bateria e a carga. Entre o arranjo fotovoltaico e a bateria um conversor Buck será utilizado, já entre a bateria e a carga, usa-se um conversor Boost. Um requisito de projeto muito importante nesse trabalho se deve à autonomia proposta, sendo esta de quatro horas. Esta autonomia é adotada por conta da escolha de operar com o software Typhoon HIL, utilizado para validar os resultados. Esse software tem a proposta de simular em tempo real, assim se tornaria inviável empregar uma autonomia muito grande. Entretanto, no Apêndice A, um sistema escalonado para uma autonomia de quatro dias é proposto. Os resultados obtidos no trabalho estão de acordo com os cálculos, e o desempenho do conjunto é validado através de simulações.

Palavras-chave: Energia fotovoltaica, sistema autônomo de energia, energias renováveis, hardware-in-the-loop

LISTA DE FIGURAS

1.1	Sistema autônomo aplicado ao sistema de medição de vazão.	22
2.1	Representação do esquema de ligação da carga.	25
2.2	Medidor de vazão Sitrans FUS60 da marca Siemens [®]	27
2.3	Módulo GPRS Marthe A800 3G da marca Ativa Soluções [®]	29
3.1	Visão expandida de uma bateria de chumbo ácido.	32
3.2	Capacidade em diferentes regimes à 25°C.	34
3.3	Correntes de descarga em diferentes regimes à 25°C.	35
3.4	Domínio de tempo típico dos efeitos dinâmicos da bateria.	36
3.5	Fenômeno da migração no transporte de massa ativa.	38
3.6	Fenômeno da dupla camada.	39
3.7	Modelo simplificado.	40
3.8	Modelo simplificado modificado.	41
3.9	Modelo Thévenin modificado.	42
3.10	Modelo Randles.	42
3.11	Curva típica de descarga de uma bateria.	44
3.12	Principais pontos da curva típica de descarga de uma bateria.	48
3.13	Circuito representativo utilizado no Typhoon HIL.	48
3.14	Tela de configurações iniciais.	50
3.15	Curva de descarga para o modelo DF700 da Freedom [®]	51
3.16	Curva de descarga da bateria gerada pelo Typhoon HIL.	52
3.17	Ampliação da zona exponencial.	53
3.18	Ampliação da zona de cruzamento da curva com a tensão nominal.	53
4.1	Representação de uma célula fotovoltaica.	56
4.2	Representação elétrica de uma célula fotovoltaica ideal.	56
4.3	Representação elétrica de uma célula fotovoltaica mais real.	57
4.4	Representação elétrica mais real de um painel fotovoltaico, com N_s células conectadas em série.	59
4.5	Representação elétrica mais real de um painel fotovoltaico com células idênticas em série.	60
4.6	Circuito equivalente para obtenção de R_s	63
4.7	Circuito equivalente para obtenção de R_p	63
4.8	Comportamento teórico do painel para as relações a) I versus V e b) P versus V	65

4.9	Comportamento prático do painel para as relações <i>a) I versus V</i> e <i>b) P versus V</i>	66
4.10	Comportamento de um painel para as relações <i>a) I versus V</i> e <i>b) P versus V</i> para três condições de radiação solar.	66
4.11	Comportamento de um painel para as relações <i>a) I versus V</i> e <i>b) P versus V</i> para três condições de temperatura.	67
4.12	Tela de configuração do painel fotovoltaico.	70
5.1	Representação simplificada de um conversor CC-CC.	73
5.2	Topologia do conversor Buck.	74
5.3	Comparação do MPPT para diferentes tamanhos de passo ΔD : <i>a) e b) Passo reduzido. c) e d) Passo elevado</i>	75
5.4	Fluxograma do algoritmo P&O.	76
5.5	Fluxograma do algoritmo de controle de carga e descarga da bateria.	77
5.6	Fluxograma do algoritmo implementado para controlar a razão cíclica do Buck.	78
5.7	Conversor Buck simulado no software PSIM.	80
5.8	Tensão e corrente de saída do módulo Canadian [®] CS6P260W.	81
5.9	Comparação da potência instantânea e potência média na saída do módulo.	81
5.10	Perturbação da irradiação e da temperatura com resposta da potência média do módulo.	82
5.11	<i>a) Potência do painel. b) Tensão na bateria. c) Razão cíclica do MPPT, da bateria e da saída</i>	83
5.12	Topologia do conversor Boost.	84
5.13	Conversor Boost simulado no software PSIM.	85
5.14	Tensão no medidor Siemens [®] para entrada de 13,5 V.	86
5.15	Ilustração dos conversores <i>a) Buck e b) Boost</i> do software Typhoon HIL.	86
5.16	Janela de configuração do conversor Buck.	87
6.1	Circuito completo implementado no Typhoon HIL.	89
6.2	Circuito completo implementado no PSIM.	89
6.3	Curva de irradiação sob os módulos do laboratório.	90
6.4	Curva de irradiação utilizada na simulação.	91
6.5	Curvas de potência no painel. <i>a) Instantânea. b) Média</i>	92
6.6	Curvas do comportamento do painel. <i>a) Tensão. b) Corrente</i>	93
6.7	Curvas do comportamento da bateria. <i>a) Tensão. b) Corrente</i>	94
6.8	Curvas do comportamento do módulo GPRS. <i>a) Tensão. b) Corrente</i>	95
6.9	Curvas do comportamento do medidor. <i>a) Tensão. b) Corrente</i>	96

LISTA DE TABELAS

2.1	Dados técnicos do medidor de vazão Sitrans FUS060	28
2.2	Dados técnicos do módulo GSM/GPRS Marthe A800 3G	29
3.1	Potência do medidor de vazão e do módulo GPRS	46
4.1	Dados fornecidos no <i>datasheet</i> de um painel fotovoltaico.	60
4.2	Dados fornecidos no <i>datasheet</i> do módulo SW130.	65
4.3	Dados da carga e da bateria projetadas.	67
4.4	Dados fornecidos no <i>datasheet</i> do módulo Canadian [®] CS6P260W.	68
4.5	Irradiação solar média na cidade de Joinville.	69
5.1	Parâmetros utilizados para o projeto do conversor Buck.	79
5.2	Parâmetros utilizados para o projeto do conversor Boost.	84
A.1	Potência do medidor de vazão e do módulo GPRS - 4 dias	103
A.2	Dados da carga e da bateria projetadas - 4 dias	104
A.3	Dados fornecidos no <i>datasheet</i> do módulo Canadian [®] CS6U330W - 4 dias	104
A.4	Parâmetros utilizados para o projeto do conversor buck - 4 dias	105

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
2	CARGA	25
2.1	SENSORES	25
2.1.1	Sensores por efeito Doppler	26
2.1.2	Sensores por tempo de trânsito	26
2.2	MEDIDOR DE VAZÃO	26
2.3	MÓDULO GSM/GPRS	28
2.4	CONEXÃO DA CARGA	29
3	BATERIA DE CHUMBO ÁCIDO	31
3.1	ESTRUTURA E OPERAÇÃO	31
3.2	TERMINOLOGIAS E CARACTERÍSTICAS	32
3.2.1	Tensão de flutuação	33
3.2.2	Tensão de carga	33
3.2.3	Coefficiente de compensação de temperatura	33
3.2.4	Tensão de circuito aberto - OCV	33
3.2.5	Resistência interna	34
3.2.6	Autodescarga	34
3.2.7	Capacidade	34
3.2.8	Taxa de descarga	35
3.2.9	Estado de carga - SoC	35
3.2.10	Estado de saúde - SoH	35
3.2.11	Profundidade de descarga - DoD	36
3.3	FENÔMENOS DA DINÂMICA	36
3.3.1	Efeitos da idade	37
3.3.2	Efeitos da reversibilidade	37
3.3.3	Efeitos do estado de carga	37
3.3.4	Efeitos do transporte de massa	37
3.3.5	Efeitos da dupla camada	38
3.4	MODELOS REPRESENTATIVOS	39
3.4.1	Modelos eletroquímicos	39

3.4.2	Modelos elétricos	40
3.4.2.1	Modelo simplificado	40
3.4.2.2	Modelo simplificado modificado	41
3.4.2.3	Modelo de Thévenin modificado	41
3.4.2.4	Modelo de Randles	42
3.4.3	Modelos matemáticos	43
3.4.3.1	Lei de Peukert	43
3.4.3.2	Modelo de Shepherd	43
3.5	PROJETO	45
3.6	IMPLEMENTAÇÃO DA BATERIA NO SOFTWARE TYPHOON HIL	47
3.6.1	Modelagem utilizada	47
3.6.2	Etapas de simulação	49
4	PAINEL FOTOVOLTAICO	55
4.1	CÉLULA FOTOVOLTAICA	55
4.2	MODELAGEM DE UMA CÉLULA E DE UM PAINEL FOTOVOLTAICO UTILIZANDO O MODELO COM APENAS UM DIODO	56
4.2.1	Modelagem da célula	56
4.2.2	Modelagem do painel	58
4.3	OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO PAINEL	60
4.3.1	Método analítico	60
4.3.2	Método experimental	62
4.4	COMPORTAMENTO DO PAINEL FOTOVOLTAICO	64
4.5	PROJETO	67
4.6	IMPLEMENTAÇÃO NO SOFTWARE TYPHOON HIL	70
5	CONVERSORES CC-CC	73
5.1	INTRODUÇÃO AOS CONVERSORES CC-CC	73
5.2	CONVERTOR BUCK	73
5.2.1	MPPT - Perturba e Observa (P&O)	74
5.2.2	Controle de carga e descarga da bateria	76
5.2.3	Projeto dos componentes	78
5.2.3.1	Resultados em malha fechada	79
5.3	CONVERTOR BOOST	84
5.3.1	Projeto dos componentes	84
5.4	IMPLEMENTAÇÃO DOS CONVERSORES NO SOFTWARE TYPHOON HIL	86

6	RESULTADOS OBTIDOS NO SOFTWARE TYPHOON HIL	89
6.1	CONSIDERAÇÕES	90
6.2	FORMAS DE ONDA	91
7	CONCLUSÃO	97
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	99
	APÊNDICE A – Cálculo dos componentes de um sistema com 4 dias de autonomia e 1 dia de recarga da bateria	103
	APÊNDICE B – Algoritmo utilizado no método P&O e controle de carga e descarga da bateria	107

1 INTRODUÇÃO

A geração de energia fotovoltaica tem se tornado cada vez mais eficiente ao longo dos anos. Isso se deve à melhoria na qualidade dos materiais utilizados e também aos avanços na área científica.

Em determinadas aplicações, se torna mais vantajosa a utilização de sistemas autônomos de energia, do que sistemas conectados à rede, como é o caso do trabalho proposto. Este visa implementar um sistema autônomo de energia, que forneça energia elétrica para aparelhos de baixa potência. Esses aparelhos realizam a medição de vazão em tubulações de água, além de transmitir esses dados via satélite para uma central de monitoramento. Os postos de medição normalmente estão localizados em lugares remotos.

Nesses casos, é inviável a criação de uma linha de energia elétrica, para alimentar apenas uma carga, ainda mais com uma potência muito baixa. Por esse motivo, o sistema autônomo se torna uma excelente solução, garantindo um sistema eficiente, atrelado ao baixo custo e pouca manutenção.

O sistema proposto foi dividido em quatro partes, sendo elas: carga, bateria, painel e conversores. No Capítulo 2 determinou-se quais os aparelhos utilizados para realizar a medição da vazão, a conversão dos dados e a forma que esses dados seriam enviados à central de monitoramento. Após isso, foi necessário avaliar a forma como esses aparelhos seriam alimentados, levando em consideração a autonomia necessária para seu bom funcionamento.

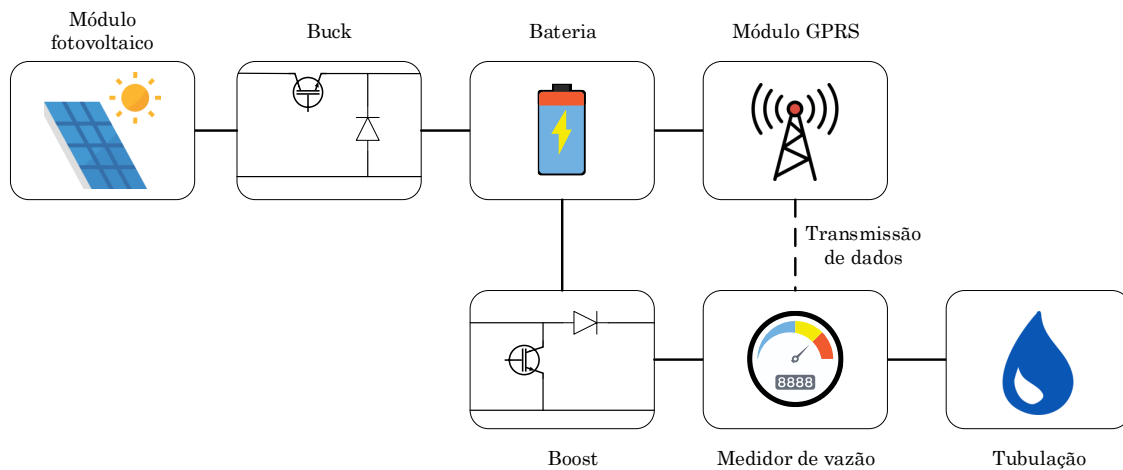
Alguns aparelhos de transmissão de dados contam com uma bateria interna, porém a capacidade da mesma limita muito o tempo de aquisição desses dados, e a quantidade de transmissões diárias. Após analisar a frequência necessária na aquisição dos dados medidos, optou-se pela utilização de uma bateria externa, a fim de garantir a eficácia das informações. Outro motivo pela utilização da bateria externa, se deve à necessidade de alimentar o medidor, pois este não contempla uma bateria interna, como o módulo GPRS, transmissor dos dados. Assunto este tratado no Capítulo 3.

Com a escolha da bateria, foi necessário determinar o arranjo fotovoltaico capaz de carregá-la. Para isso, no Capítulo 4 alguns dados são levados em consideração, como a influência da autonomia do sistema e irradiação solar no local. Estudos sobre a ação da temperatura e da irradiação também foram realizados, com o objetivo de obter uma melhor compreensão dos resultados obtidos

Após a escolha dos componentes do sistema fotovoltaico, é necessário adequar as tensões de entrada e saída. Por esse motivo, no Capítulo 5, dois conversores foram estudados. Um Buck entre o painel e a bateria, a fim de reduzir a tensão de entrada do módulo para a tensão da bateria, e um Boost entre a bateria e o aparelho de medição, já que este é alimentado com uma tensão superior à da bateria. O módulo GPRS, que transmite os dados via satélite tem tensão de entrada igual a da bateria, por esse motivo é ligado diretamente à mesma.

Uma melhor visualização do sistema completo, é apresentada na Figura 1.1.

Figura 1.1 – Sistema autônomo aplicado ao sistema de medição de vazão.



Fonte: Próprio autor

Após a definição de todo o sistema, o próximo objetivo do trabalho é validar os cálculos realizados. Para isso, simulações no software PSIM e Typhoon HIL foram efetuadas, a fim de verificar os valores de tensão e corrente nas cargas, bem como o comportamento do restante dos componentes.

Essas simulações, são apresentadas no Capítulo 6. Nessa validação são consideradas a autonomia do sistema, o tempo de carga da bateria, os algoritmos implementados a fim de tornar o sistema mais eficiente, e valores de tensão e corrente nas cargas.

Destaca-se aqui a autonomia proposta. Inicialmente, o sistema calculado contava com uma autonomia de 4 dias, e 1 dia para a recarga da bateria. Como o software Typhoon HIL tem a proposta de simular em tempo real, se tornaria inviável para este trabalho lidar com uma autonomia muito grande. Por esse motivo, o conjunto foi escalonado para uma autonomia de 4 horas, e 1 hora de recarga da bateria. Porém, fica claro que se o sistema proposto é uma solução para 4 horas de descarga e 1 hora de carga da bateria, escalonando-o, ele será efetivo para qualquer outra autonomia desejada.

Contudo, caso seja de interesse, no Anexo A constam os cálculos dos componentes que seriam utilizados, para um sistema com autonomia de 4 dias e 1 dia de recarga de bateria.

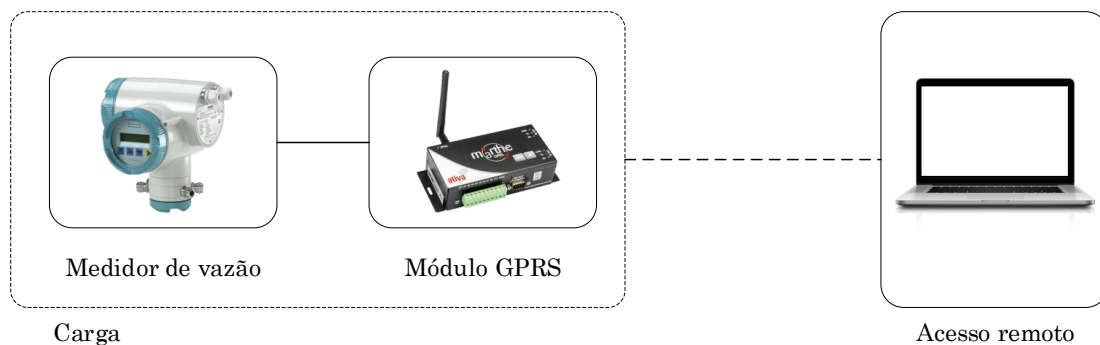
Quanto à disposição dos capítulos desse trabalho, foi definida de acordo com a ordem de análise do sistema explicado aqui. Cada capítulo inicia com uma introdução teórica a respeito do funcionamento dos componentes, suas características e fatores que influenciam em seu desempenho. Após isso, os itens utilizados no projeto são determinados através dos cálculos e análises realizadas. Por fim, uma breve explicação da utilização do respectivo componente no software Typhoon HIL, com a finalidade de compactar essas informações no capítulo dedicado aos resultados obtidos no mesmo.

2 CARGA

O conhecimento da carga é de grande importância no dimensionamento de um sistema autônomo. Dependendo da sua potência e do seu comportamento, um determinado tipo ou quantidade de painéis e baterias, são necessários para o correto funcionamento do projeto. Além disso, o tipo de alimentação da carga define a necessidade ou não da utilização de um inversor.

A carga proposta, é um sistema de medição de vazão de tubulações que contenham água limpa. Esse sistema é composto por sensores de vazão, um medidor, que converte o sinal lido pelo transdutor em corrente elétrica, tensão ou frequência e um módulo GPRS (*General Packet Radio Services* - Serviços Gerais de Pacote por Rádio), que tem como função enviar via satélite, os dados coletados pelo medidor. O esquema de ligação dos componentes é apresentado na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Representação do esquema de ligação da carga.



Fonte: Próprio autor

2.1 SENSORES

Existem muitos tipos de sensores com a finalidade de medição de vazão, que podem ser determinados dependendo da aplicação. Para a medição de vazão de grandes tubulações, de águas limpas ou pouco sujas, os mais indicados são os sensores ultrassônicos de efeito Doppler e baseados em tempo de trânsito, por serem mais comuns no mercado e apresentarem um adequado custo benefício, relacionando precisão e preço.

Os sensores de vazão ultrassônicos são não intrusivos, e se utilizam de vibrações acústicas para a medição da vazão. Por esse motivo, podem ser instalados na parte externa da tubulação, não necessitando interromper o processo para a instalação ou manutenção. Isso se torna uma vantagem, pois elimina-se tanto a perda de pressão, quanto a possibilidade de vazamentos. Além disso, o fato de não haver contato do sensor com o líquido, evita a corrosão e a deterioração do sensor (OMEGA ENGENHARIA, 2018).

2.1.1 Sensores por efeito Doppler

Os sensores por efeito Doppler são equipados com dois transdutores, um para emitir um feixe ultrassônico na vazão do tubo e o outro para receber esse feixe. Para o sensor operar, partículas sólidas ou bolhas de ar devem estar contidas no fluxo. O feixe emitido pelo primeiro transdutor, tem sua frequência alterada quando recebida pelo segundo transdutor, devido à movimentação das partículas e bolhas de ar. A medição é feita através da variação dessa frequência, que será proporcional à velocidade da partícula.

2.1.2 Sensores por tempo de trânsito

Nos sensores baseados no tempo de trânsito, transdutores também são acoplados na parede externa da tubulação. Nesse caso, os sensores medem o tempo que o sinal emitido pelo primeiro transdutor leva para chegar no segundo transdutor. Em sensores que utilizam o princípio de tempo de trânsito, o fluxo deve ser o mais homogêneo possível, evitando com que o sinal seja atenuado a ponto de não permitir a detecção pelo segundo transdutor. Para o caso de uma tubulação preenchida com água limpa, o sensor baseado no tempo de trânsito é mais adequado, pois o líquido não contém grandes partículas em seu meio. Além disso proporciona opções de instalação dependendo do diâmetro e do comprimento do tubo (OMEGA ENGENHARIA, 2018).

2.2 MEDIDOR DE VAZÃO

Muitas são as variáveis que podem ser medidas em tubulações de água, como pressão, vazão, nível, viscosidade, temperatura, concentração de sólidos e elementos químicos. Os medidores são desenvolvidos para converter o sinal lido pelos sensores e indicá-los através de um display, de forma que o usuário possa verificar se a atividade da tubulação de água está dentro da normalidade. Para o presente trabalho, utilizamos apenas uma variável de estudo, que é a vazão da tubulação. Porém, o caminho a seguir caso haja necessidade

de medir outra ou mais variáveis é o mesmo, analisando o material a ser medido e as condições sob as quais se encontra.

A seleção do medidor escolhido para este projeto, levou em consideração a tensão de alimentação, a quantidade de entradas e principalmente, a compatibilidade de comunicação com o módulo GPRS.

Na alimentação priorizou-se tensão entre 12V e 24V, pois como será visto na seção 2.3, o módulo GPRS é alimentado em 12V. Com valores de tensão próximos, as perdas de conversão se tornam menores, aumentando a eficiência do sistema, visto que quanto maior a exigência no ganho de tensão, maiores serão essas perdas.

Quanto à comunicação com o módulo GPRS, é necessário verificar se há compatibilidade entre os dois equipamentos. O medidor escolhido apresenta uma saída pulsada como alternativa, e o módulo GPRS contém uma entrada com contador de pulsos, o que faz com que os dois equipamentos consigam se comunicar entre si.

A quantidade mínima de uma interface de entrada foi especificada para o projeto, de forma a comportar o par de sensores utilizados. O medidor oferece de duas a oito entradas analógicas e digitais, então caso necessário mais pares de sensores podem ser configurados.

Com os requisitos atendidos, o medidor utilizado no projeto é o Sitrans FUS60 da marca Siemens[®], apresentado na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Medidor de vazão Sitrans FUS60 da marca Siemens[®].



Fonte: (SIEMENS, 2018)

As especificações técnicas do medidor empregado no projeto estão presentes na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Dados técnicos do medidor de vazão Sitrans FUS060

Fabricante	Siemens®
Modelo	SITRANS FUS060
Alimentação	19Vcc - 30Vcc / 115Vca - 230Vca
Temperatura de operação	-20°C à 50°C
Entradas	1, 2 ou 4 interfaces
Saídas	1 analógica, 1 pulsada, 1 relé
Precisão	0.5%
Consumo médio	10W

Fonte: Próprio Autor

2.3 MÓDULO GSM/GPRS

O módulo GSM/GPRS (*Global System for Mobile Communications/General Packet Radio Services*) é um dispositivo utilizado em telemetria, capaz de enviar e receber dados por uma rede GSM/GPRS sem a necessidade de um computador conectado a um modem. São usualmente utilizados para o monitoramento contínuo de consumo, vazão, pressão e nível de reservatórios, e a frequência de transmissão dos dados pode ser configurada pelo operador.

Esses dispositivos podem ser alimentados por uma bateria interna de 12V ou 24V e em 127Vca - 220Vca, dependendo da sua configuração e do fabricante. Alguns fabricantes oferecem a possibilidade do módulo ser alimentado por uma bateria externa de 12V ou 24V.

Para aplicação do sistema de monitoramento proposto, a vantagem de se utilizar a alimentação externa de 12V, provém da obrigatoriedade de se alimentar o medidor de vazão. Assim, o custo do módulo GPRS decresce, pois nesse caso não há necessidade do módulo completo: módulo com bateria. Outro fator, é a bateria interna do módulo limitar a quantidade de leituras e transmissões diárias. Atualmente os módulos GPRS oferecem autonomia de 3 anos, com leituras a cada cinco minutos e transmissões a cada 30 minutos, ou também de 5 anos, com leituras a cada hora e uma transmissão por semana, em média. A utilização ou não da bateria interna, depende também da quantidade de leituras e transmissões necessária que o operador necessita.

A Figura 2.3 apresenta o módulo GPRS Marthe A800 3G, da empresa Ativa Soluções®.

Figura 2.3 – Módulo GPRS Marthe A800 3G da marca Ativa Soluções®.



Fonte: (ATIVA SOLUÇÕES, 2018)

Algumas características do módulo GPRS utilizado no projeto são apresentadas na Tabela 2.2 (ATIVA SOLUÇÕES, 2018).

Tabela 2.2 – Dados técnicos do módulo GSM/GPRS Marthe A800 3G

Fabricante	Ativa Soluções®
Modelo	Marthe A800 3G
Alimentação	9V - 28V
Temperatura de operação	-10°C à 50°C
Portas	8 entradas/saídas de uso geral
Consumo médio	1.68W
Interface de rede	GSM/GPRS/EDGE/3G Quad Band
Configuração	Local via serial ou remota via SMS

Fonte: Próprio Autor

2.4 CONEXÃO DA CARGA

Tanto o medidor de vazão quanto o módulo GPRS serão alimentados pelo banco de baterias dimensionado neste trabalho. Como a alimentação dos equipamentos são diferentes, o módulo GPRS será conectado diretamente na bateria, pois sua alimentação é de 12 V, e o medidor de vazão se utilizará de uma conversor elevador após a bateria, com alimentação de 24 V.

Outro conversor será utilizado entre o painel fotovoltaico e a bateria, para rebaixar a tensão de entrada e carregar a bateria em 12 V. Os conversores mencionados serão apresentados no Capítulo 5.

3 BATERIA DE CHUMBO ÁCIDO

Sistemas autônomos tem como principal característica a utilização de acumuladores de energia, mais conhecidos como baterias recarregáveis. Estas por sua vez, tem como função fornecer energia à carga na ausência de uma alimentação proveniente da rede elétrica.

Devido a essas características, no presente capítulo, será introduzido o princípio de funcionamento de uma bateria, a fim de compreender a modelagem utilizada pelo software Typhoon HIL. Para isso, algumas terminologias utilizadas na área de estudo de baterias serão abordadas, bem como os parâmetros que afetam sua vida útil, seu comportamento em regime de carga e descarga, os modelos utilizados para a representação de uma bateria e, por fim, o projeto e implementação da mesma no software.

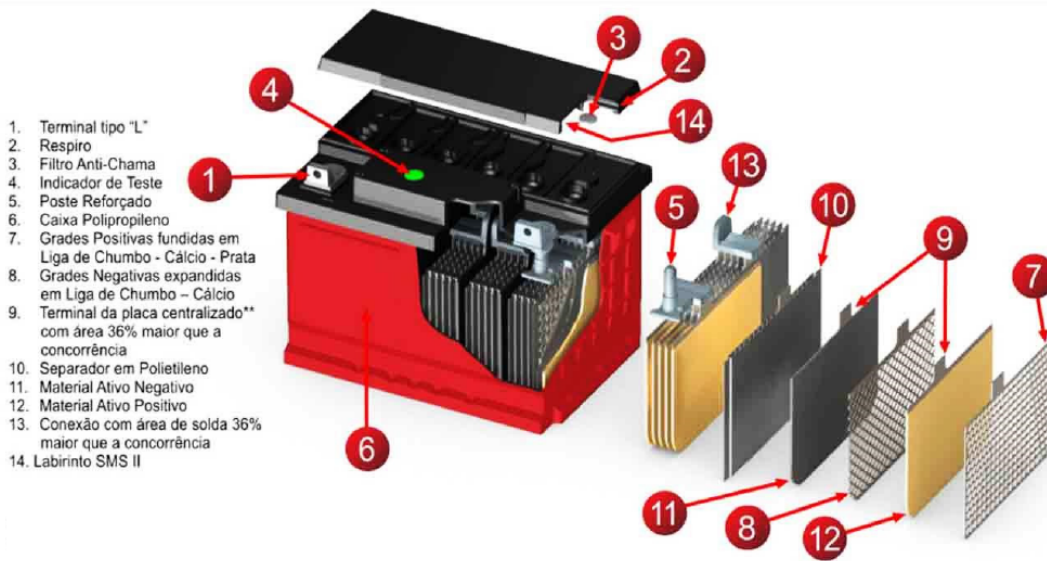
3.1 ESTRUTURA E OPERAÇÃO

A bateria de chumbo ácido, foi a primeira bateria recarregável aplicada ao uso comercial. Foi inventada pelo médico francês Raymond Gaston Planté em 1859. O modelo criado por ele constituía-se de uma placa de chumbo (Pb) e outra de dióxido de chumbo (PbO₂), separadas por tiras de borracha e mergulhadas em uma solução de ácido sulfúrico (H₂SO₄) (OGAWA, 2011). Essas baterias foram usadas inicialmente para acender as luzes nos vagões de trem, enquanto estes paravam nas estações.

Por volta da década de 70, surgiram versões melhoradas, onde o eletrólito líquido foi modificado para separadores umedecidos e válvulas de segurança foram adicionadas, para permitir a ventilação dos gases formados durante o processo de carga e descarga (BAJRACHARYA, 2013).

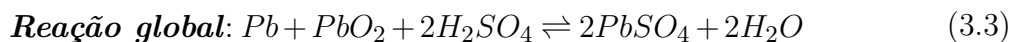
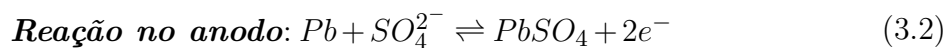
Atualmente as baterias de chumbo ácido são construídas de um eletrodo positivo (catodo) e um eletrodo negativo (anodo), feitos de dióxido de chumbo (PbO₂) e chumbo poroso (Pb) respectivamente. Ambos os eletrodos são mergulhados em uma solução de ácido sulfúrico (H₂SO₄) (OGAWA, 2011). A Figura 3.1 apresenta o modo de disposição das placas e o restante dos componentes geralmente encontrados em uma bateria de chumbo ácido.

Figura 3.1 – Visão expandida de uma bateria de chumbo ácido.



Fonte: (FREEDOM, 2008)

Por se tratar de um dispositivo eletroquímico, a bateria segue um ciclo reversível de reações para cada tipo de operação a que é submetida. No processo de descarga a placa negativa atua como anodo e a positiva como catodo, dessa forma quando uma carga é conectada entre os eletrodos o excesso de elétrons se move do anodo para o catodo, gerando corrente elétrica (OLIVEIRA, 2016). Segundo OGAWA (2011), esse processo de oxirredução acontece conforme as Equações (3.1), (3.2) e (3.3).



3.2 TERMINOLOGIAS E CARACTERÍSTICAS

Para a análise e melhor compreensão das seções seguintes, é necessário o conhecimento de alguns termos muito empregados no estudo de baterias, os quais indicam importantes informações a respeito do seu funcionamento. A seguir têm-se alguns dos termos mais utilizados.

3.2.1 Tensão de flutuação

A tensão de flutuação é um valor no qual a bateria deve se manter para que sua durabilidade seja aumentada. Esse valor está acima da tensão de circuito aberto e esse acréscimo é necessário para compensar as perdas por autodescarga. A tensão de flutuação para uma bateria de chumbo ácido com tensão nominal de 12V é de 13,2V à 13,8V em 25°C (FREEDOM, 2008). A tensão de flutuação é mantida pelo controlador de carga, o qual será abordado em um capítulo posterior.

3.2.2 Tensão de carga

A tensão de carga, é um valor de tensão superior à de flutuação. Normalmente entre 14,4 V à 15,5 V em 25°C para uma bateria com tensão nominal de 12 V. O propósito de aplicar uma tensão de carga em uma bateria, é compensar qualquer tipo de irregularidade que possa ter ocorrido, devido à descargas muito profundas, inúmeras recargas incompletas, ou até mesmo após várias descargas consecutivas (FREEDOM, 2008).

3.2.3 Coeficiente de compensação de temperatura

A manutenção da tensão de carga e flutuação é de grande importância para o prolongamento do tempo de vida útil da bateria. Isso se deve ao fato de que se as respectivas tensões forem muito altas, ocorre o aceleração da corrosão das placas de chumbo da bateria. Se são muito baixas, a bateria não é mantida a plena carga e isso acarreta na sulfatação das placas. Devido a esses fatores que interferem na vida útil da bateria, as tensões de carga e flutuação devem ser ajustadas de acordo com a temperatura, onde para cada 1°C acima de 25°C subtrai-se 0,033 V e para cada 1°C abaixo de 25°C adiciona-se 0,033 V (FREEDOM, 2008).

3.2.4 Tensão de circuito aberto - OCV

Quando a bateria está em repouso ou estável, a saída é chamada de tensão de circuito aberto (*open circuit voltage - OCV*) e ela depende do tipo e temperatura da bateria. Para uma bateria de chumbo ácido, a tensão de circuito aberto de uma bateria totalmente carregada é cerca de 2,1 V por célula (BAJRACHARYA, 2013).

3.2.5 Resistência interna

A resistência interna se refere à resistência ôhmica da bateria. Não é um valor fixo, pois depende da corrente de descarga. Outros fatores que interferem no seu valor são o estado de carga, a temperatura e a idade da bateria (BOSCH, 2007).

3.2.6 Autodescarga

Normalmente baterias com ácido autodescarregam, estando em uso ou não. Isso ocorre pois mesmo que nenhuma carga esteja conectada, as reações químicas continuam ocorrendo. A taxa de autodescarga depende principalmente da temperatura, já que quanto mais alta, mais rápido ocorrem as reações químicas. Esse valor também depende do material que é utilizado para fazer a liga das grades (BOSCH, 2007).

3.2.7 Capacidade

A capacidade de uma bateria representa a quantidade de energia fornecida por ela. O termo é expresso em ampère-hora (Ah) pois quantifica o tempo que uma bateria irá fornecer energia com uma corrente constante (PEREIRA, 2016). Tomando como exemplo o modelo DF700 apresentado na Figura 3.2, a capacidade da bateria em um regime de descarga 20 C será de 45 Ah, ou seja, num período de 20 horas, a mesma fornecerá 45 A.

Figura 3.2 – Capacidade em diferentes regimes à 25°C.

Modelo	HORAS															MINUTOS			
	100hs	20hs	10hs	9hs	8hs	7hs	6hs	5hs	4,5hs	4hs	3,5hs	3hs	2,5hs	2hs	1,5hs	1h	45'	30'	15'
Bateria	100hs	20hs	10hs	9hs	8hs	7hs	6hs	5hs	4,5hs	4hs	3,5hs	3hs	2,5hs	2hs	1,5hs	1h	45'	30'	15'
DF300	30,0	26,0	24,0	23,8	23,5	23,1	22,8	22,0	21,9	21,6	21,0	21,0	20,5	20,0	19,2	18,0	15,8	12,5	10,0
DF500	40,0	36,0	30,0	29,9	29,8	29,7	29,4	28,8	27,7	27,0	26,6	25,8	24,8	24,0	22,5	20,0	19,0	16,5	13,0
DF700	50,0	45,0	41,0	40,5	40,0	39,5	39,2	37,5	37,1	36,8	35,0	34,5	34,0	32,5	31,5	27,0	24,0	21,5	16,3
DF1000	70,0	60,0	54,0	51,8	51,6	51,1	49,2	49,0	47,3	46,0	43,8	43,5	42,5	38,0	37,8	35,0	31,9	27,5	21,0
DF2000	115,0	105,0	94,0	92,0	91,8	91,0	87,0	85,0	82,8	81,2	79,1	75,0	73,8	69,0	66,0	60,0	56,3	48,0	37,5
DF2500	165,0	150,0	130,0	129,8	129,6	126,0	120,0	115,0	112,5	112,0	108,5	102,0	100,0	94,0	87,0	81,0	74,3	65,0	50,0
DF3000	185,0	170,0	156,0	153,0	152,0	150,0	148,2	140,0	135,0	132,0	126,0	123,0	120,0	114,0	108,0	95,0	84,0	76,0	57,8
DF4001	240,0	220,0	200,0	193,5	192,0	185,5	180,0	175,0	171,0	166,0	161,0	156,0	150,0	144,0	135,0	120,0	108,8	95,5	72,0

Fonte: (FREEDOM, 2008)

3.2.8 Taxa de descarga

A taxa de descarga representa o quanto de carga a bateria irá fornecer em determinado tempo. A Figura 3.3 apresenta valores de correntes de descarga em diferentes regimes para diferentes baterias. Tomando como exemplo o modelo DF700, a bateria em regime 1 C = 27 Ah irá fornecer 27 A em 1 hora, em regime 20 C = 45 Ah irá fornecer 2,3 A a cada hora e em regime 100 C = 50 Ah irá fornecer 0,5 A a cada hora, se a descarga ocorrer com corrente constante.

Através desses valores é possível perceber que a corrente fornecida pela bateria não é constante para todos os regimes de descarga. Quanto mais lenta for a descarga, mais energia a bateria terá capacidade de fornecer ao final do processo (100 C = 50 Ah), da mesma forma, quanto mais rápida for a descarga, menor será a energia fornecida (1 C = 27 Ah) ao final do processo.

Figura 3.3 – Correntes de descarga em diferentes regimes à 25°C.

Modelo	HORAS															MINUTOS			
	100hs	20hs	10hs	9hs	8hs	7hs	6hs	5hs	4,5hs	4hs	3,5hs	3hs	2,5hs	2hs	1,5hs	1h	45'	30'	15'
DF300	0,3	1,3	2,4	2,6	2,9	3,3	3,8	4,4	4,9	5,4	6,0	7,0	8,2	10,0	12,8	18,0	21,0	25,0	40,0
DF500	0,4	1,8	3,0	3,3	3,7	4,2	4,9	5,8	6,2	6,8	7,6	8,6	9,9	12,0	15,0	20,0	25,3	33,0	52,0
DF700	0,5	2,3	4,1	4,5	5,0	5,6	6,5	7,5	8,2	9,2	10,0	11,5	13,6	16,3	21,0	27,0	32,0	43,0	65,0
DF1000	0,7	3,0	5,4	5,8	6,4	7,3	8,2	9,8	10,5	11,5	12,5	14,5	17,0	19,0	25,2	35,0	42,5	55,0	84,0
DF2000	1,2	5,3	9,4	10,2	11,5	13,0	14,5	17,0	18,4	20,3	22,6	25,0	29,5	34,5	44,0	60,0	75,0	96,0	150,0
DF2500	1,7	7,5	13,0	14,4	16,2	18,0	20,0	23,0	25,0	28,0	31,0	34,0	40,0	47,0	58,0	81,0	99,0	130,0	200,0
DF3000	1,9	8,5	15,6	17,0	19,0	21,4	24,7	28,0	30,0	33,0	36,0	41,0	48,0	57,0	72,0	95,0	112,0	152,0	231,0
DF4001	2,4	11,0	20,0	21,5	24,0	26,5	30,0	35,0	38,0	41,5	46,0	52,0	60,0	72,0	90,0	120,0	145,0	191,0	290,0

Fonte: (FREEDOM, 2008)

3.2.9 Estado de carga - SoC

O estado de carga (*state of charge - SoC*) é um valor que indica o nível de carga de uma bateria. Normalmente é expresso como um percentual da energia armazenada em uma bateria totalmente carregada (BAJRACHARYA, 2013).

3.2.10 Estado de saúde - SoH

O estado de saúde (*state of health - SoH*) indica a condição geral de uma bateria e sua capacidade de desempenho, em comparação a uma bateria nova ou em comparação com seus dados nominais. Tanto o estado de carga quanto o estado de saúde se referem a

variáveis de saída estimadas ou calculadas de uma bateria, e não a condições pré-definidas (BAJRACHARYA, 2013).

3.2.11 Profundidade de descarga - DoD

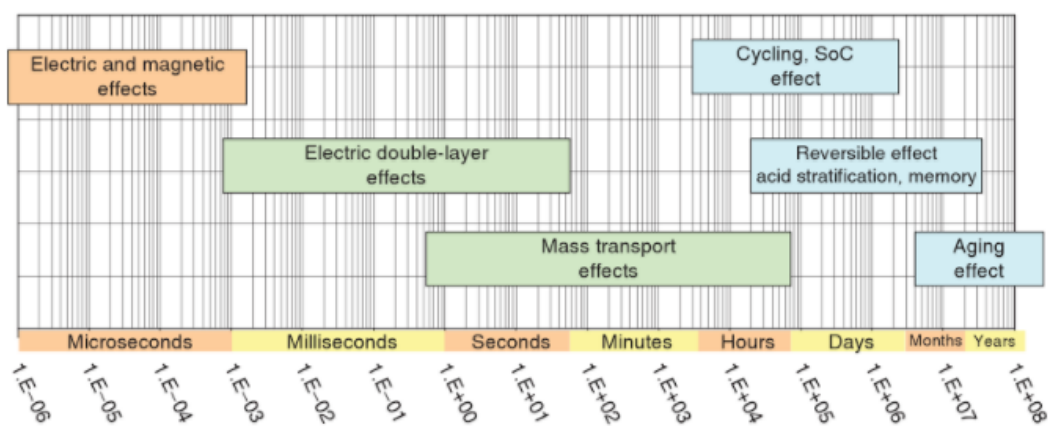
A profundidade de descarga (*depth of discharge - DoD*) indica o quão descarregada uma bateria se encontra. Uma profundidade de descarga de 100% representa uma bateria totalmente descarregada (BAJRACHARYA, 2013). Para uma bateria com capacidade nominal de 100 Ah, uma descarga de 30% reflete uma nova capacidade, de 70Ah por exemplo.

3.3 FENÔMENOS DA DINÂMICA

Para compreender como os modelos representativos de baterias foram criados, é necessário conhecer os fenômenos que ocorrem no interior da bateria. A dinâmica pode ocorrer em um intervalo de tempo de segundos a anos, e pode ser caracterizada como uma combinação dos fenômenos a curto e longo prazo.

A longo prazo tem-se os efeitos da idade, reversibilidade e SoC. Já a curto prazo tem-se os efeitos elétricos e magnéticos, efeitos da dupla camada e do transporte de massa (TREMBLAY; DESSAINT; DEKKICHE, 2007) como visto na Figura 3.4.

Figura 3.4 – Domínio de tempo típico dos efeitos dinâmicos da bateria.



Fonte: (MATOS, 2010)

3.3.1 Efeitos da idade

A idade da bateria influencia fortemente o seu desempenho e os parâmetros de saída. É um efeito a longo prazo que pode se estender de meses a anos (MATOS, 2010).

3.3.2 Efeitos da reversibilidade

A maioria dos sistemas de armazenamento eletroquímico apresentam algum efeito devido aos ciclos de carga e descarga. Nas baterias de Níquel-Cádmio (NiCd) pode-se observar o efeito memória, que ocorre devido a cargas incompletas. Nas baterias de chumbo ácido pode ocorrer a estratificação do eletrólito, onde o ácido se encontra no fundo da solução, deixando a parte superior das placas de chumbo com pouco ácido.

A estratificação ocorre quando a bateria é mantida a carga baixa (abaixo de 80%) e nunca é carregada completamente. Se isso ocorrer, a parte superior das placas pode promover corrosão e reduzir o desempenho. Já o excesso de ácido na parte inferior aumenta a tensão de circuito aberto, dessa forma a bateria aparenta estar totalmente carregada mas fornece uma corrente baixa (BOSCH, 2007).

3.3.3 Efeitos do estado de carga

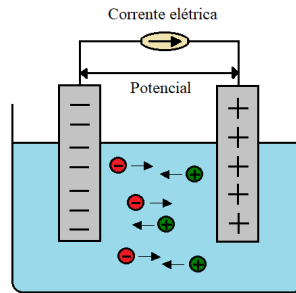
Quando uma bateria é carregada ou descarregada o estado de carga é alterado. Esse estado por si só já é um efeito dinâmico da bateria. O domínio de tempo do efeito do estado de carga depende das condições as quais a bateria está sendo submetida, podendo ir de minutos a semanas (KULARATNA, 2014).

3.3.4 Efeitos do transporte de massa

A massa ativa presente nos eletrodos positivo e negativo é a parte da placa que se altera quimicamente quando há presença de corrente elétrica, estando sempre em contato com o eletrólito (BOSCH, 2007).

Os íons presentes no eletrólito da bateria se movem de uma placa à outra devido aos fenômenos físicos da difusão e migração. Na migração esses íons sofrem a ação de um campo elétrico, onde os cátions são acelerados na direção da placa negativa e os ânions em direção à placa positiva (DOMINGUES R. Z.; MATENCIO, 2013), como ilustrado na Figura 3.5.

Figura 3.5 – Fenômeno da migração no transporte de massa ativa.



Fonte: Próprio autor

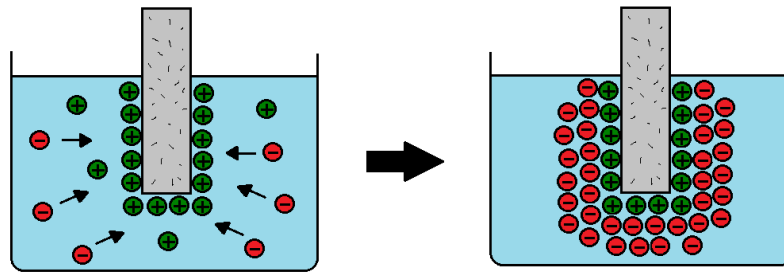
O fenômeno da difusão é ocasionado por conta do gradiente de concentração dos íons. O transporte de massa ativa ocorre pois há a tendência de se manter o equilíbrio iônico na solução do eletrólito, dessa forma o soluto se desloca para a região de menor concentração iônica até atingir o equilíbrio.

O domínio de tempo apresentado pelos efeitos do transporte de massa dependem muito da concentração do eletrólito, da espessura do eletrodo e da temperatura (KULARATNA, 2014), em razão do coeficiente de difusão, visto que quanto maior a temperatura maior será o fenômeno da difusão. Dessa forma esses efeitos podem durar de segundos a minutos (MATOS, 2010).

3.3.5 Efeitos da dupla camada

Quando um eletrodo é submerso no eletrólito, cargas positivas e negativas presentes no eletrólito tendem a se rearranjar sobre o eletrodo. No anodo cargas positivas cobrem a superfície da placa, já no catodo são as cargas positivas que são atraídas. Quando as cargas positivas presentes no anodo se organizam, atraem por sua vez cargas positivas, construindo uma dupla camada de cargas sobre o eletrodo, como mostra a Figura 3.6. Da mesma maneira ocorre no catodo, porém com cargas de sinal contrário. Essa camada é chamada de dupla camada elétrica e apresenta o comportamento de um capacitor. O valor capacitivo gerado pela dupla camada depende de fatores como temperatura, potencial do eletrodo, concentração de íons, entre outros (MATOS, 2010).

Figura 3.6 – Fenômeno da dupla camada.



Fonte: Próprio autor

3.4 MODELOS REPRESENTATIVOS

O circuito equivalente que representa uma bateria, como uma fonte de tensão constante em série com uma resistência, não é adequado para representações mais precisas, já que o comportamento gerado em tempo real desse método, é muito diferente se comparado a modelos não ideais. Devido a isso, existem outros modelos que conseguem representar de forma mais precisa a dinâmica que ocorre nas baterias. Há basicamente três tipos de modelos mencionados na literatura, que são os modelos eletroquímicos, elétricos e matemáticos. (TREMBLAY; DESSAINT; DEKKICHE, 2007).

Os parâmetros a serem analisados são determinantes na escolha do modelo representativo, pois é através destes que a dinâmica da bateria pode ser melhor compreendida. Os parâmetros podem ser divididos em internos e externos. Os parâmetros internos se baseiam no SoC, SoH, componentes CA e CC da resistência interna entre outros. Nos externos se encontram a temperatura ambiente, corrente CC e o perfil de utilização a curto e longo prazo (MATOS, 2010).

A seguir tem-se alguns dos modelos mais utilizados e suas características.

3.4.1 Modelos eletroquímicos

Os modelos eletroquímicos são os mais exatos, porém entregam resultados de maneira mais lenta se comparado aos outros modelos. Devido ao seu nível de complexidade de configuração são mais utilizados por projetistas de baterias (RAO; VRUDHULA; RAKHMATOV, 2003).

Existem algumas ferramentas computacionais que simulam o potencial e a corrente da célula em tempo real, uma delas é o programa Dual Foil[®] criado pela Universidade de Berkeley, onde a simulação apresenta o comportamento apenas para baterias de íon

lítio. Nesse programa são aplicados os princípios da teoria da solução concentrada, a teoria do eletrodo poroso, da cinética de Butler-Volmer e a conservação de massa e corrente. Para a simulação pode-se exigir a especificação de mais de 50 parâmetros com base no conhecimento da estrutura, composição química, capacidade, temperatura e outras características. (NEWMAN J.; DOYLE, 2002).

Como este tipo de simulação recorre a equações matemáticas complexas, a simulação pode demorar algumas horas, não sendo assim úteis para modelos de estimação em tempo real.

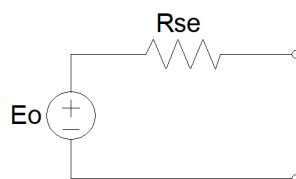
3.4.2 Modelos elétricos

Em vez de modelar o comportamento de descarga da bateria através de processos eletroquímicos, os modelos elétricos tentam fornecer uma representação equivalente através de componentes elétricos, como resistores, capacitores e fontes de tensão (RAO; VRUDHULA; RAKHMATOV, 2003). Além da quantidade de parâmetros extraídos não ser muito grande, esses modelos normalmente são utilizados em simulações específicas em conjunto com outros circuitos, criando simulações de sistemas mais completos (LI; KE, 2011).

3.4.2.1 Modelo simplificado

O modelo mais simples é apresentado na Figura 3.7. Esse modelo consiste em uma bateria ideal, com uma fonte de tensão ideal E_0 e resistência série interna equivalente R_{se} . Essa representação não leva em conta a variação das características internas da bateria, como o SoC e a concentração do eletrólito. Esse modelo só é aplicável quando se considera a energia da bateria ilimitada, ou quando o estado de carga não tem importância (CHAN, 2000).

Figura 3.7 – Modelo simplificado.

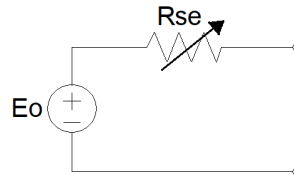


Fonte: Próprio autor

3.4.2.2 Modelo simplificado modificado

Nesse modelo a resistência R_{se} fixa é substituída por uma resistência variável, como apresentado na Figura 3.8, a qual depende do estado de carga da bateria.

Figura 3.8 – Modelo simplificado modificado.



Fonte: Próprio autor

A resistência pode ser obtida através da Equação (3.4) e o estado de carga através da Equação (3.5) (CUN et al., 1996).

$$R_{se} = \frac{R_0}{S^k} \quad (3.4)$$

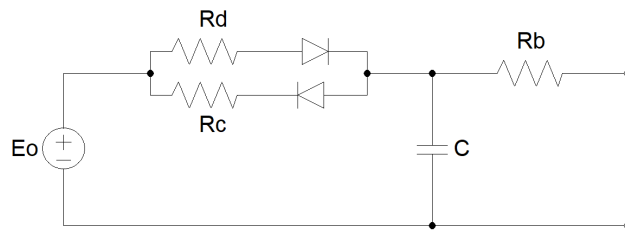
$$S = 1 - \frac{\sum Ah}{C_{10}} \quad (3.5)$$

Onde E_0 é a tensão de circuito aberto, R_0 é o valor inicial da resistência interna R_{se} , obtido quando a bateria está completamente carregada, C_{10} é a capacidade nominal apresentada pelo fabricante, k é o coeficiente de capacidade, determinado através das curvas disponibilizadas no *datasheet* e S é o estado de carga, que varia de 0 (bateria descarregada) a 1 (bateria carregada).

3.4.2.3 Modelo de Thévenin modificado

O modelo da Figura 3.9 apresenta algumas características dinâmicas, como o capacitor C , que caracteriza a capacitância de polarização devido ao fenômeno de dupla camada e o resistor R_b , que corresponde à autodescarga. O arranjo dos resistores R_d e R_c em conjunto com os diodos em antiparalelo, serve para que as resistências atribuídas à carga e descarga da bateria possam ser diferenciadas (BAJRACHARYA, 2013).

Figura 3.9 – Modelo Thévenin modificado.

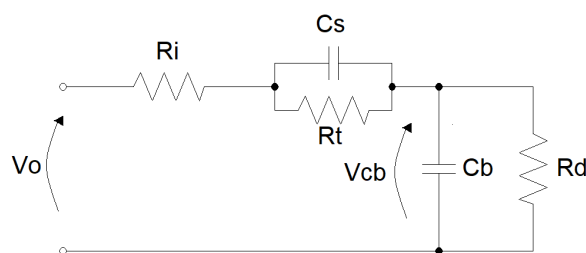


Fonte: Próprio autor

3.4.2.4 Modelo de Randles

O modelo de Randles apresentado na Figura 3.10 descreve de forma um pouco mais completa as características dinâmicas da bateria. São levadas em consideração a resistência do eletrólito R_i e a resistência e capacitância correspondente ao fenômeno da dupla camada R_t e C_s . Além disso tem-se a presença da resistência de autodescarga R_d e da capacitância C_b , que é considerada o principal elemento do circuito, tendo como propriedade o armazenamento de carga. A tensão V_{cb} sobre a capacitância C_b indica o estado de carga da bateria, enquanto que qualquer diminuição de V_{cb} pode inferir sobre o estado de saúde (BAJRACHARYA, 2013).

Figura 3.10 – Modelo Randles.



Fonte: Próprio autor

Inúmeros modelos elétricos podem ser encontrados na literatura. Normalmente quanto mais parâmetros forem de interesse, maior será a complexidade e tempo de simulação. Os modelos apresentados na seção 3.4.2 são os mais utilizados quando se trata da extração de poucos parâmetros, baseando-se no comportamento de autodescarga e estado de carga.

3.4.3 Modelos matemáticos

Nesta categoria os modelos são construídos com base em equações matemáticas que modelam e caracterizam o comportamento da bateria.

3.4.3.1 Lei de Peukert

A lei de Peukert descreve como a capacidade é modificada de acordo com o tempo total de descarga da bateria. Enquanto uma bateria ideal com capacidade C descarrega com corrente constante I , espera-se que o tempo t de descarga possa ser obtido pela Equação (3.6) (RAO; VRUDHULA; RAKHMATOV, 2003).

$$C = tI \quad (3.6)$$

Porém, a lei de Peukert apresenta a Equação (3.6) como forma de potência através da Equação (3.7), onde α é a constante de Peukert, obtida empiricamente para diferentes temperaturas.

$$C = tI^\alpha \quad (3.7)$$

Embora simples, a lei de Peukert não é aplicável para cargas variáveis no tempo, o que torna o modelo muito limitado.

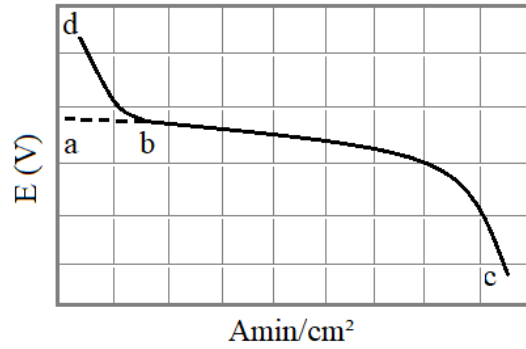
3.4.3.2 Modelo de Shepherd

O modelo de Shepherd descreve o comportamento eletroquímico da bateria em termos do potencial da célula durante a descarga, como uma função do tempo de descarga, da densidade de corrente e outros fatores, e é aplicável tanto para carga quanto para descarga da bateria (SHEPHERD, 1965).

Para a utilização desse modelo, algumas considerações são feitas, as quais são: o anodo e o catodo são constituídos de material ativo poroso, a resistência do eletrólito é constante durante o processo de descarga e a bateria descarrega com corrente constante.

Segundo Shepherd, se assumirmos que a descarga é linear do lado direito do ponto b apresentado na Figura 3.11, e que por hora todas os fatores podem ser ignorados, exceto a polarização, o potencial do catodo durante a descarga é dado pela Equação (3.8).

Figura 3.11 – Curva típica de descarga de uma bateria.



Fonte: Próprio autor

$$E_c = E_{sc} - K_c i_{am} \quad (3.8)$$

Onde E_c é o potencial do catodo, E_{sc} é um potencial constante, K_c é o coeficiente de polarização e i_{am} é a densidade de corrente de material ativo. A densidade de corrente i_{am} é definida como sendo inversamente proporcional à quantidade de material ativo não utilizado, bem como igual à corrente i no início da descarga, como mostra a Equação (3.9).

$$i_{am} = \left(\frac{Q_c}{Q_c - it} \right) i \quad (3.9)$$

Onde t é qualquer instante de tempo durante a descarga e Q_c representa a quantidade de material ativo no catodo.

Quando a Equação (3.9) é substituída na Equação (3.8), tem-se as expressões das Equações (3.10) e (3.11) para o catodo e o anodo respectivamente.

$$E_c = E_{sc} - K_c \left(\frac{Q_c}{Q_c - it} \right) i \quad (3.10)$$

$$E_a = E_{sa} - K_a \left(\frac{Q_a}{Q_a - it} \right) i \quad (3.11)$$

De forma que o subscrito c representa o catodo e a representa o anodo.

Em uma bateria bem projetada, considera-se que a quantidade de material ativo do anodo e do catodo são iguais, assim as Equações (3.10) e (3.11) podem ser somadas, resultando na Equação (3.12).

$$E = E_s - K \left(\frac{Q}{Q - it} \right) i \quad (3.12)$$

Devido a queda de potencial, a resistência interna da bateria pode ser adicionada, modificando a Equação (3.12) para a (3.13).

$$E = E_s - K \left(\frac{Q}{Q - it} \right) i + Ri \quad (3.13)$$

Onde R é a resistência interna por unidade de área, expressa em Ω/cm^2 . Essa equação quando plotada, gera a curva apresentada na Figura 3.11, representando a linha pontilhada ab e a continuação, em linha sólida de bc .

A queda de potencial inicial não está incluída na Equação (3.13), dessa forma um novo termo deve ser adicionado para corrigir a diferença entre a linha pontilhada ab e a linha sólida db , onde está representada uma descarga mais real de uma bateria. O termo exponencial que representa essa queda inicial transforma a Equação (3.13) na Equação (3.14) onde os termos A e B são constantes empíricas (SHEPHERD, 1965).

$$E = E_s - K \left(\frac{Q}{Q - it} \right) i + Ri + A \exp(-BQ^{-1}it) \quad (3.14)$$

Esse modelo é interessante, porém há relatos de problemas em simulações. Quando a bateria está quase completamente descarregada e nenhuma corrente está fluindo, a tensão da bateria aumenta para E_s . Quando uma corrente volta a fluir, a tensão cai de maneira abrupta. Apesar de ser um comportamento de uma bateria real, devido à essa brusca variação ocorrem problemas de instabilidade nas simulações. Por conta dessa instabilidade alguns autores propõem alterações, como a inclusão de filtros ou a utilização do modelo apenas com a variação do estado de carga (TREMBLAY; DESSAINT; DEKKICHE, 2007).

O modelo representativo da bateria utilizado, será determinado nas próximas seções.

3.5 PROJETO

Todo o conhecimento adquirido nas seções anteriores são imprescindíveis para uma boa compreensão do comportamento de uma bateria. Bem como conseguir interpretar da melhor maneira possível os resultados obtidos com as simulações.

Alguns conceitos apresentados, serão utilizados na determinação da fonte escolhida. Um exemplo é a profundidade de descarga, que será abordada ainda nesta seção. Um ponto não abordado neste projeto, é o fator de compensação por temperatura, o qual deve ser levado em consideração se o objetivo for implementar o sistema de forma experimental.

De acordo com a carga estipulada no Capítulo 2, pode-se então realizar a escolha da bateria que será utilizada no sistema fotovoltaico. A Tabela 3.1 apresenta o resumo dos dados utilizados para esse cálculo.

Tabela 3.1 – Potência do medidor de vazão e do módulo GPRS

Potência do medidor	10 W
Potência do módulo GPRS	1,68 W
Autonomia	4 horas

Fonte: Próprio Autor

Para isso, primeiramente calcula-se a energia que a bateria deve fornecer, tanto a carga do módulo GPRS quanto do medidor de vazão, com a autonomia proposta de quatro horas, como mostra a Equação (3.15).

$$Ec = (P_{medidor} + P_{gprs}) \cdot autonomia = (10 + 1,68) \cdot 4 = 46,65Wh \quad (3.15)$$

Onde:

Ec → Energia consumida pela carga em quatro horas [Wh].

$P_{medidor}$ → Potência consumida pelo medidor de vazão [W].

P_{gprs} → Potência consumida pelo módulo GPRS [W].

O número de baterias em série é calculado pela expressão 3.16.

$$N_{bs} = \frac{V_{banco}}{V_{bateria}} = \frac{12}{12} = 1 \quad (3.16)$$

Onde:

N_{bs} → Número de baterias em série.

V_{banco} → Tensão do banco de baterias [V].

$V_{bateria}$ → Tensão da bateria [V].

Nesse caso, como a tensão do banco deve ser 12 V, a bateria escolhida já fica determinada como sendo também de 12 V, a fim de tornar o projeto mais simples. Para determinar a capacidade dessa bateria, calcula-se através da Equação (3.17). Vale ressaltar que é de extrema importância considerar aqui a profundidade de descarga desejada, pois como visto item 3.2.11, deve-se tomar cuidado com descargas muito profundas, evitando-as para que a durabilidade da bateria seja aumentada. No projeto, considerou-se uma descarga de 30%.

$$C_{bateria} = \frac{E_c}{DoD \cdot V_{banco}} = \frac{46,65}{0,3 \cdot 12} = 12,96Ah \quad (3.17)$$

Onde:

$C_{bateria}$ → Capacidade da bateria [Ah].

DoD → Profundidade de descarga.

Partindo das opções de baterias comerciais, optou-se pela escolha da bateria estacionária da marca GetPower[®]. Esta é uma bateria regulada por válvula (VRLA), com capacidade de 14 Ah e tensão de 12 V.

Após a escolha da bateria, calcula-se a quantidade de conjuntos de baterias que devem ser ligados em paralelo N_{bp} para construir o banco com capacidade desejada. Isso depende do tipo de bateria empregada. Normalmente, escolhem-se baterias com a capacidade mais próxima possível da capacidade total do banco.

$$N_{bp} = \frac{C_{banco}}{C_{bateria}} = \frac{12,96}{14} = 0,926 \quad (3.18)$$

Nesse caso, foi possível encontrar uma bateria com capacidade superior à necessária, mas caso não fosse, o cálculo é feito como na expressão 3.18 acima.

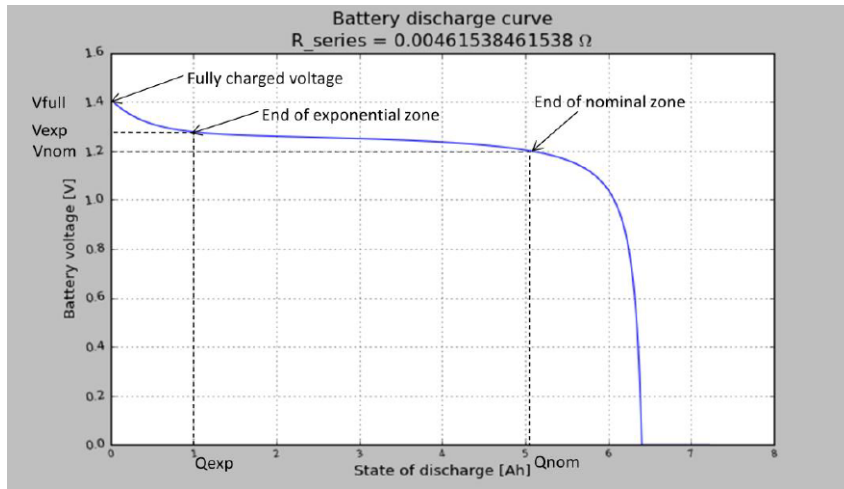
3.6 IMPLEMENTAÇÃO DA BATERIA NO SOFTWARE TYPHOON HIL

3.6.1 Modelagem utilizada

O modelo de Shepherd se torna uma boa opção para a estimação do estado de carga da bateria, porém como visto em 3.4.3.2 o equacionamento para identificação do comportamento da bateria através desse modelo tem certa complexidade devido ao termo não linear i_{om} . Em consequência disso o software utilizado faz algumas simplificações para que o processamento e simulação se tornem mais rápidos.

Para aderir a essas simplificações, o software se utiliza apenas do estado de carga como estado variável, de forma a reproduzir de maneira mais precisa as curvas típicas de descarga publicadas pelos fabricantes de baterias. Nessas curvas alguns pontos são de maior interesse, como apresentados na Figura 3.12, pois é através deles que um comportamento mais real pode ser definido.

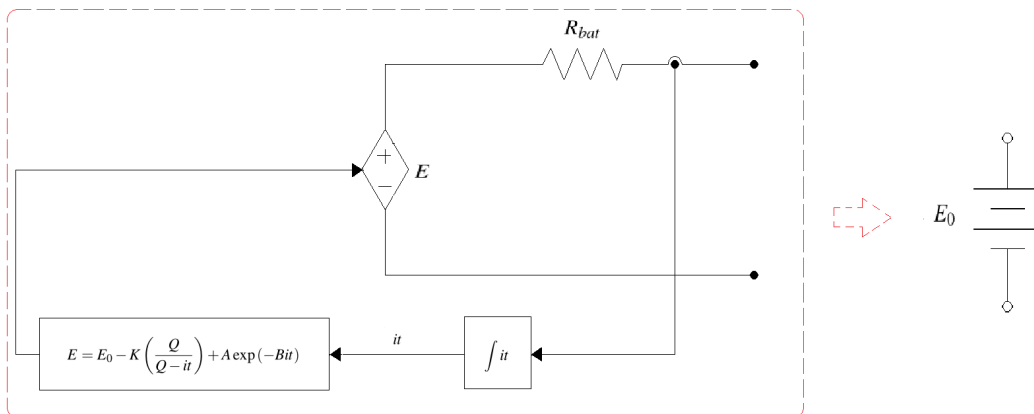
Figura 3.12 – Principais pontos da curva típica de descarga de uma bateria.



Fonte: (TREMBLAY; DESSAINT; DEKKICHE, 2007)

A bateria é modelada usando uma fonte de tensão controlada em série com uma resistência constante, como mostra a Figura 3.13. A fonte de tensão E é controlada pela corrente de descarga da bateria fit . Esse modelo assume as mesmas características tanto para carga quanto para a descarga. A Equação (3.19) descreve o comportamento da fonte de tensão E .

Figura 3.13 – Circuito representativo utilizado no Typhoon HIL.



Fonte: Próprio autor

$$E = E_0 - K \left(\frac{Q}{Q - it} \right) + A \exp(-Bit) \tag{3.19}$$

Onde:

$fit \rightarrow$ Corrente de descarga [Ah]

$A \rightarrow$ Amplitude da zona exponencial [V]

$E_{full} \rightarrow$ Tensão de flutuação [V]

E_{exp} \longrightarrow Tensão no final da zona exponencial [V]

$$A = E_{full} - E_{exp} \quad (3.20)$$

B \longrightarrow Constante de tempo na zona exponencial [Ah^{-1}]

Q_{exp} \longrightarrow Carga ao final da zona exponencial [C]

$$B = \frac{3}{Q_{exp}} \quad (3.21)$$

K \longrightarrow Tensão de polarização [V]

E_{nom} \longrightarrow Tensão ao final da zona nominal [V]

Q_{nom} \longrightarrow Carga ao final da zona nominal [C]

$$K = \frac{(E_{full} - E_{nom} + A(\exp(-BQ_{nom}) - 1))(Q - Q_{nom})}{Q_{nom}} \quad (3.22)$$

R_{bat} \longrightarrow Resistência interna [Ω]

$$R_{bat} = E_{nom} \left(\frac{1 - \eta}{0,2Q_{nom}} \right) \quad (3.23)$$

E_0 \longrightarrow Tensão constante [V]

$$E_0 = E_{full} + K + R_{bat}i - A \quad (3.24)$$

O modelo original de Shepherd contém um termo não linear, sendo este o segundo termo da Equação (3.14). Ele representa uma fonte de tensão não linear, que muda com a amplitude da corrente e com o atual estado de carga. Com as modificações propostas, a Equação (3.19) representa uma fonte de tensão não linear que leva em consideração apenas a variação do estado de carga. Dessa forma, quando a bateria estiver quase completamente descarregada e não tiver corrente fluindo, a tensão E será muito próxima de zero.

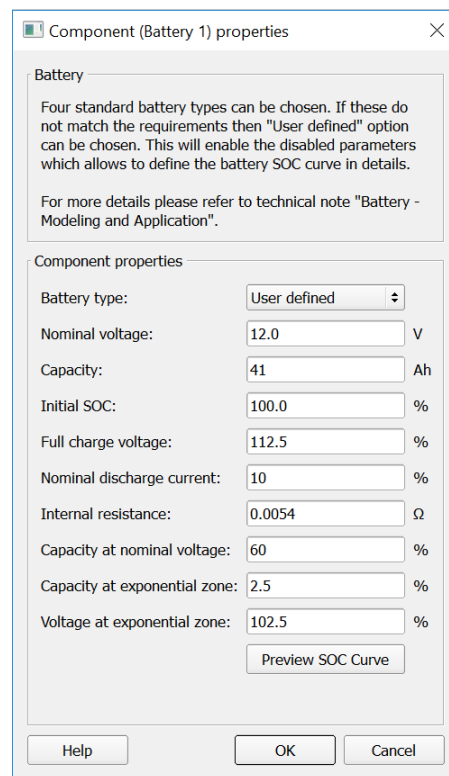
Mas para isso, mais considerações são assumidas, como: a resistência interna é constante, a capacidade da bateria não muda com a amplitude da corrente, a temperatura não afeta o comportamento, a auto-descarga da bateria não é representada e os parâmetros são deduzidos para as características de descarga e assumidos também para a carga.

3.6.2 Etapas de simulação

Ao criar um novo arquivo no software, pode-se encontrar o ícone de bateria na biblioteca `sources > battery`. É possível escolher o tipo de bateria desejada e suas características, como mostra a Figura 3.14.

O software disponibiliza as configurações padrões de quatro tipos de bateria, sendo elas de chumbo ácido, íon lítio, níquel cádmio e níquel metal hidreto. Caso o usuário queira definir configurações mais avançadas, como os três pontos da Figura 3.12 pode selecionar a opção *user defined*.

Figura 3.14 – Tela de configurações iniciais.



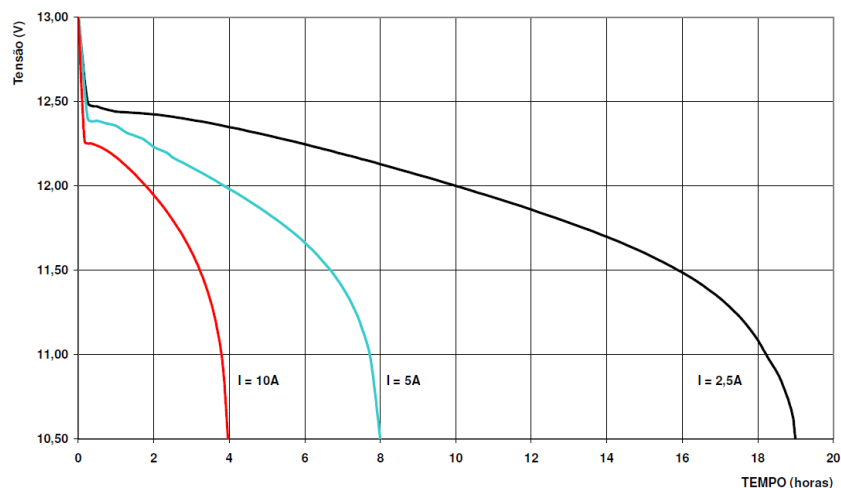
Fonte: Próprio autor

Com a opção *user defined* selecionada, alguns parâmetros explicados à seguir, são exigidos para que a curva de descarga possa ser criada. Tomando como exemplo a bateria citada na seção 3.2.7, a DF700, pode-se quantificar os itens exigidos da forma apresentada a seguir.

- **Tensão nominal:** A tensão nominal do modelo escolhido como exemplo é de 12 V.
- **Capacidade:** A bateria utilizada como exemplo considera o regime 10 C como nominal, logo a capacidade da bateria apresentada na Figura 3.2 será de 41 Ah.
- **SoC inicial:** O estado de carga inicial é definido pelo usuário de acordo com o estado da bateria. Pode variar de 0% à 100%, onde 0% a bateria está descarregada e 100% completamente carregada. Esse item é apenas uma condição inicial para o software, não afetando no comportamento de descarga.

- **Tensão de carga completa:** Como visto em 3.2.1, esse valor pode variar de 13,2 V à 13,8 V em uma bateria com tensão nominal de 12 V. No software esse valor é inserido como um percentual da tensão nominal da bateria. Considerando uma tensão de flutuação de 13,5 V como específica o fabricante para o modelo utilizado como exemplo, o percentual é de 112,5%.
- **Corrente nominal de descarga:** Considerando um regime de descarga de 10 C, a taxa de descarga é de 4,1 A/h. No período completo de descarga, a bateria irá fornecer 41 A, logo o percentual de corrente de descarga em relação a capacidade é de 10%.
- **Resistência interna:** Para o modelo utilizado como exemplo, o fabricante especifica a resistência interna da bateria como sendo de $5,4m\Omega$.
- **Capacidade na tensão nominal:** Após escolher o regime de descarga deve-se analisar as curvas disponibilizadas pelo fabricante, como mostra a Figura 3.15. Para o modelo DF700 em regime de 10 horas de descarga, estima-se que a capacidade na tensão nominal, situada na tensão de 12 V é de aproximadamente 60% da capacidade nominal. Em torno de 6 horas de descarga com uma taxa de 4,1 A/h a bateria atinge a tensão nominal de 12 V.

Figura 3.15 – Curva de descarga para o modelo DF700 da Freedom®.



Fonte: (FREEDOM, 2008)

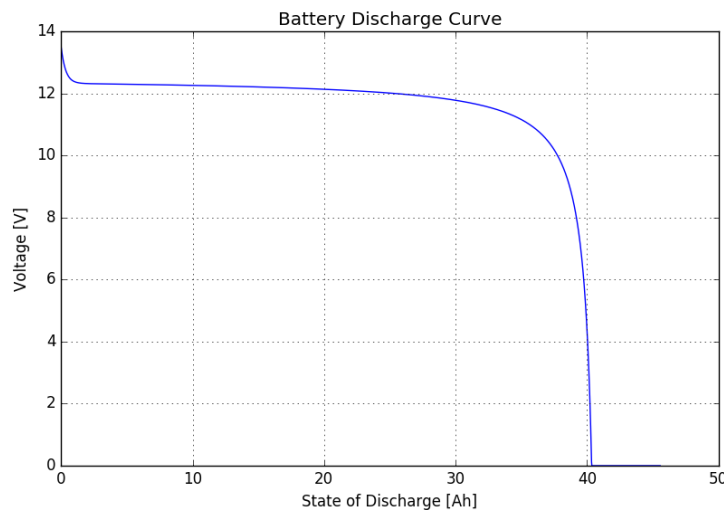
- **Capacidade na zona exponencial:** Na zona exponencial faz-se a mesma análise do item anterior. O fim da zona exponencial ocorre aproximadamente em torno de 15 minutos após o início da descarga. Dessa forma, com uma taxa de descarga de

4,1 A/h durante esse tempo, a bateria terá descarregado 2,5% da sua capacidade nominal.

- **Tensão na zona exponencial:** Através da comparação da Figura 3.12 com a Figura 3.15 pode-se encontrar a tensão da zona exponencial, que é de aproximadamente 12,3 V, sendo esse valor 102,5% da tensão nominal.

Após a definição de todos os dados necessários, pode-se observar a curva de descarga gerada através do botão *preview SOC curve*. Para o exemplo utilizado a curva apresentada na Figura 3.16 foi gerada.

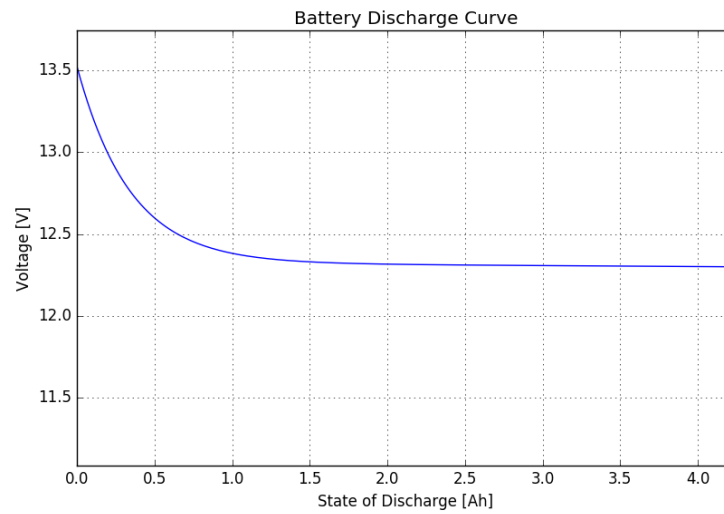
Figura 3.16 – Curva de descarga da bateria gerada pelo Typhoon HIL.



Fonte: Próprio autor

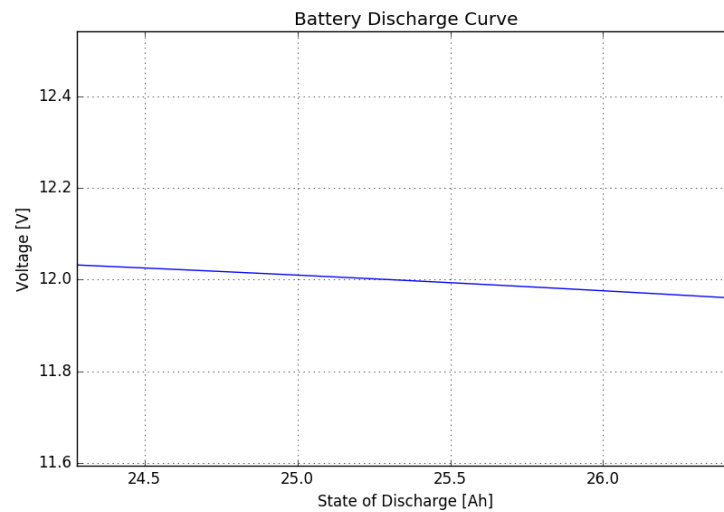
Com a ampliação da região exponencial apresentada da Figura 3.17, e do corte da curva em relação à tensão nominal, como mostra a Figura 3.18, pode-se constatar uma correta avaliação dos parâmetros se comparada à curva disponibilizada pelo fabricante. O final da região exponencial ocorre em torno de 12,3 V, assim como o cruzamento com a tensão nominal de 12 V ocorre com 23,5 Ah. Para a bateria de 41 Ah, esse valor é de aproximadamente 57% da capacidade nominal, valor referenciado no item “capacidade na tensão nominal” acima, como sendo de 60%.

Figura 3.17 – Ampliação da zona exponencial.



Fonte: Próprio autor

Figura 3.18 – Ampliação da zona de cruzamento da curva com a tensão nominal.



Fonte: Próprio autor

Após a inserção dos parâmetros, é possível realizar uma simulação e gerar a curva de descarga. A curva será apresentada no Capítulo 6, já inserida no sistema completo.

4 PAINEL FOTOVOLTAICO

Para o dimensionamento dos componentes que integram um sistema autônomo, é necessário o conhecimento de mais alguns parâmetros. Esses dados serão utilizados para a realização mais precisa da simulação do sistema. No caso dos painéis fotovoltaicos os parâmetros que pretende-se encontrar serão apresentados e discutidos nas seções seguintes.

Ao final do capítulo é apresentado um esquemático de como o painel fotovoltaico é representado pelo software Typhoon HIL, explicitando a necessidade dos cálculos realizados a seguir.

4.1 CÉLULA FOTOVOLTAICA

Descoberto pelo físico francês Alexandre Edmond Becquerel em 1839, o efeito fotovoltaico consiste na conversão direta da energia luminosa em energia elétrica (CRESESB, 2006).

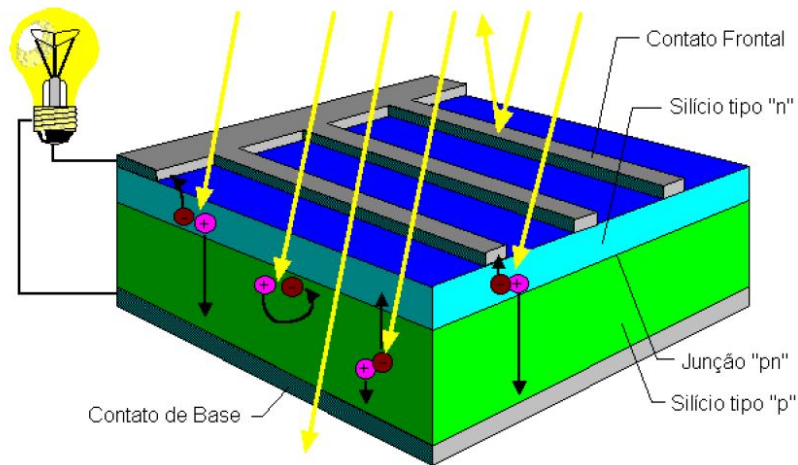
As células fotovoltaicas são normalmente compostas de duas camadas de material semicondutor, que quando colocadas em contato formam uma junção semicondutora.

Uma das camadas do material semicondutor é dopada com impurezas do tipo P e a outra camada com impurezas do tipo N como ilustrado na Figura 4.1. A camada do tipo N possui um excedente de elétrons, tornando-a negativa, já a camada do tipo P possui falta ou lacunas de elétrons, tornando-a positiva. Quando as duas camadas são colocadas em contato e há incidência de luz na célula fotovoltaica, os elétrons da camada tipo N migram para a camada tipo P, originando um campo elétrico na região de depleção, formando então uma diferença de potencial entre as duas camadas. Essa diferença de potencial ocorre pois, ao se movimentarem da camada tipo N para a camada tipo P, alguns elétrons ocupam as lacunas, mas os elétrons livres formam uma corrente elétrica que segue em direção ao eletrodo metálico da camada tipo N, fechando o circuito (VILLALVA; GAZOLI, 2013).

O material semicondutor mais utilizado na composição de células fotovoltaicas é o silício cristalino (Si) pois, além de ser economicamente viável, é um material abundante e apresenta bom rendimento comparado a outros materiais (FARRET; G., 2006). Outros semicondutores também podem ser utilizados, como o telureto de cádmio (CdTe) ou o

arsenieto de gálio (GaAs), mas são pouco aplicados devido à toxicidade, custo e raridade (VILLALVA; GAZOLI, 2013).

Figura 4.1 – Representação de uma célula fotovoltaica.



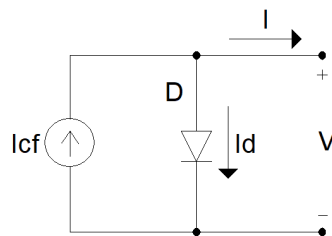
Fonte: cresesb (2006)

4.2 MODELAGEM DE UMA CÉLULA E DE UM PAINEL FOTOVOLTAICO UTILIZANDO O MODELO COM APENAS UM DIODO

4.2.1 Modelagem da célula

O modelo ideal de uma célula fotovoltaica é apresentado na Figura 4.2, o qual consiste em uma fonte de corrente e um diodo. A fonte representa a corrente gerada pela célula através da radiação eletromagnética e o diodo representa a célula em si, já que a mesma é construída através da junção P-N de um material semiconductor.

Figura 4.2 – Representação elétrica de uma célula fotovoltaica ideal.

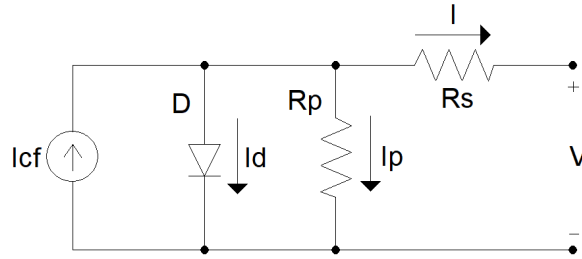


Fonte: Próprio Autor

Esse modelo, porém, não leva em consideração as características reais de uma célula fotovoltaica, como a corrente de fuga do semiconductor e as resistências nos contatos da célula. Dessa forma, uma maneira de se representar o circuito equivalente mais real de

uma célula fotovoltaica é apresentado na Figura 4.3. Alguns autores propõem modelos mais completos para essa representação, onde utilizam de dois a três diodos em paralelo (GOW J. A.; MANNING, 1999), mas a representação com apenas um diodo oferece uma boa relação entre precisão e simplicidade (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

Figura 4.3 – Representação elétrica de uma célula fotovoltaica mais real.



Fonte: Próprio Autor

Para a determinação do comportamento da célula através das relações I versus V e P versus V , faz-se necessária a modelagem matemática do circuito da Figura 4.3. O resultado da equação de nós da Figura 4.3 é apresentado na Equação (4.1).

$$I = I_{cf} + I_d + I_p \quad (4.1)$$

A corrente da célula não é constante, e leva em consideração não apenas a irradiação eletromagnética, mas também outros parâmetros apresentados na Equação (4.2):

$$I_{cf} = I_{cf,n} + K_I(T - T_n) \frac{G}{G_n} \quad (4.2)$$

Onde:

$I_{cf,n}$ → Corrente nominal da célula [A]

K_I → Coeficiente de temperatura de curto-circuito [A/K]

T → Temperatura ambiente [K]

T_n → Temperatura nominal [K]

G → Irradiação incidente na superfície da célula [W/m^2]

G_n → Irradiação nominal [W/m^2]

A corrente no diodo ideal é determinada através da equação de Shockley e a corrente no resistor paralelo, através da relação de tensão e resistência, como descrito nas Equações (4.3) e (4.4) respectivamente.

$$I_d = I_{sat} \left(\exp \frac{V_d}{nV_T} - 1 \right) \quad (4.3)$$

$$I_p = \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (4.4)$$

Onde:

I_{sat} → Corrente de saturação do diodo [A]

V_d → Tensão sobre o diodo [V]

n → Fator de idealidade do diodo ($1 < n < 2$)

V_T → Tensão térmica no diodo [V]

Substituindo as Equações (4.2), (4.3) e (4.4) na Equação (4.1), tem-se a Equação (4.5), com a qual podemos representar o comportamento de corrente por tensão da célula da Figura 4.3.

$$I = I_{cf,n} + K_I(T - T_n) \frac{G}{G_n} - I_{sat} \left(\exp \frac{V_d}{nV_T} - 1 \right) - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (4.5)$$

Entretanto, como a corrente de saturação do diodo também depende da temperatura e da energia de *gap* do semiconductor (SEDRA, 2007), tem-se a opção de expandir ainda mais a Equação (4.3) como mostra a Equação (4.6).

$$I_{sat} = I_{sat,n} \left(\frac{T_n}{T} \right) \exp \left[\frac{qE_g}{nk} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (4.6)$$

Onde:

$I_{sat,n}$ → Corrente de saturação nominal do diodo [A]

E_g → Energia de gap do semiconductor [eV]

q → Carga do elétron [$1,60217662 \times 10^{-19} C$]

k → Constante de Boltzmann [$1,38064852 \times 10^{-23} J/K$]

4.2.2 Modelagem do painel

Para a modelagem matemática de um painel fotovoltaico, utiliza-se a mesma representação elétrica de uma célula fotovoltaica, entretanto alguns parâmetros devem ser reconsiderados.

Painéis com células conectadas em paralelo elevam a corrente de saída e a corrente de saturação do diodo, como mostram as Equações (4.7) e (4.8), já a composição de painéis com células conectadas em série elevam a tensão de saída (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

$$I_{pf} = I_{cf} N_p \quad (4.7)$$

$$I_{sat,pf} = I_{sat}N_p \quad (4.8)$$

Onde:

I_{pf} \rightarrow Corrente equivalente do painel [A]

$I_{sat,p}$ \rightarrow Corrente de saturação equivalente do painel [A]

N_p \rightarrow Número de células em paralelo

Dessa forma, a partir da Equação (4.3), pode-se expandir a tensão térmica do diodo através da Equação (4.9), considerando um painel com N_s células em série. Logo, a corrente no diodo fica na forma da Equação (4.10).

$$N_s V_T = \frac{N_s k T}{q} \quad (4.9)$$

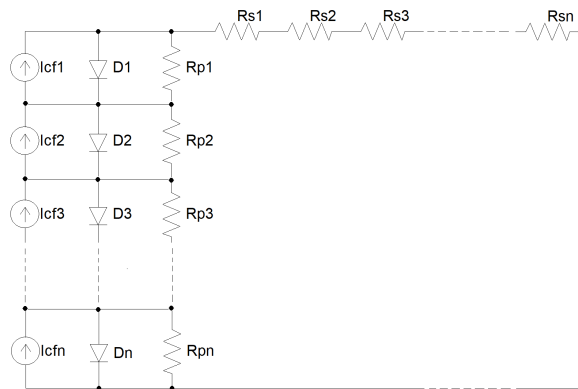
$$I_{d,pf} = I_{sat} \left[\exp \left(\frac{V + R_s I}{n V_T N_s} \right) - 1 \right] \quad (4.10)$$

Fazendo as devidas considerações, o painel com células conectadas em série apresentado na Figura 4.4, passa a ser como o da Figura 4.5, e pode ser modelado matematicamente como uma célula fotovoltaica como apresentado na Equação (4.11) e (4.12).

$$I = I_{pf} - I_{sat} \left[\exp \left(\frac{V + R_s I}{n V_T N_s} \right) - 1 \right] - \left(\frac{V + R_s I}{R_p} \right) \quad (4.11)$$

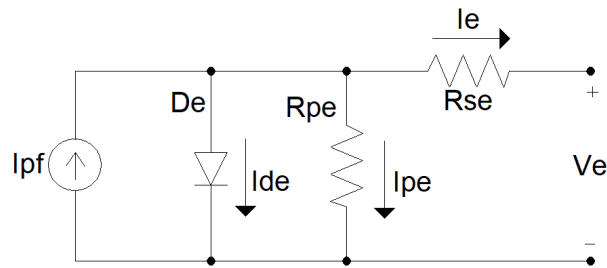
$$I_{pf} = I_{pf,n} + K_I (T - T_n) \frac{G}{G_n} \quad (4.12)$$

Figura 4.4 – Representação elétrica mais real de um painel fotovoltaico, com N_s células conectadas em série.



Fonte: Próprio Autor

Figura 4.5 – Representação elétrica mais real de um painel fotovoltaico com células idênticas em série.



Fonte: Próprio Autor

4.3 OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO PAINEL

4.3.1 Método analítico

Na prática, os dados fornecidos no *datasheet* dos fabricantes não são os mesmos parâmetros utilizados na representação da Figura 4.5. Um estudo proposto por (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009) tem como objetivo obter esses parâmetros teoricamente através dos dados fornecidos, os quais são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Dados fornecidos no *datasheet* de um painel fotovoltaico.

Sigla	Significado
V_{oc}	Tensão de circuito aberto
I_{sc}	Corrente de curto-circuito
V_{mpp}	Tensão no ponto de máxima potência
I_{mpp}	Corrente no ponto de máxima potência
P_{mpp}	Potência no ponto de máxima potência
η	Rendimento do painel
K_I	Coefficiente de temperatura de corrente
K_V	Coefficiente de temperatura de tensão

Fonte: Próprio Autor

Nos *datasheets* encontram-se alguns parâmetros para três condições de operação e duas condições meteorológicas.

As condições de operação são:

- **circuito aberto:** onde os terminais do painel estão em aberto, ou seja, sem nenhuma carga conectado a ele, sendo representado pela tensão V_{oc} .
- **curto-circuito:** onde os terminais do painel são curto-circuitados, fornecendo a máxima corrente, sendo representado pela corrente I_{sc} .

- **máxima potência:** onde o painel opera na máxima potência P_{mpp} , obtida através da tensão de máxima potência V_{mpp} , e corrente de máxima potência I_{mpp} .

As condições meteorológicas são:

- **STC (*Standard Test Condition*):** é o teste na condição padrão, onde considera-se uma irradiação eletromagnética de 1000 W/m^2 , temperatura de 25°C na célula e AM1.5. O termo AM1.5 (*air mass*) é definido pela ASTM (*The American Society for Testing and Materials*) para painéis com inclinação de 37° em direção aos raios solares.
- **NOCT (*Nominal Operating Cell Temperature*):** é o teste na condição de operação nominal, onde considera-se uma irradiação eletromagnética de 800 W/m^2 , temperatura de 46°C na célula e AM1.5.

Como mostra a Equação eq4.11, a corrente de saída do painel depende dos parâmetros R_s, R_p, N_s e do dado I_{pf} não fornecidos.

Como a corrente de curto-circuito I_{sc} é a máxima corrente fornecida pelo painel, assume-se que a corrente nominal gerada pelo painel $I_{pf,n}$ é aproximadamente igual a corrente de curto-circuito $I_{pf,n} \approx I_{sc}$, pois na prática, a resistência série R_s é baixa e a resistência paralela R_p é alta.

Além disso, a corrente de saturação do diodo é obtida na condição de circuito aberto, considerando $I_{pf} = I_{sc,n}$ e $V = V_{oc}$, onde por consequência $I = 0$. Dessa forma, a Equação (4.10) pode ser reescrita conforme a Equação (4.13).

$$I_{sat} = \frac{I_{sc,n}}{\exp\left(\frac{V_{oc,n}}{nV_T N_s}\right) - 1} \quad (4.13)$$

Para uma melhor precisão no comportamento do painel, os coeficientes de temperatura de corrente e tensão devem ser considerados, pois a corrente de saturação é altamente dependente da temperatura do semicondutor. Assim, a Equação (4.13) passa a ser complementada, como mostra a Equação (4.14).

$$I_{sat} = \frac{I_{sc,n} + K_I \Delta T}{\exp\left(\frac{V_{oc,n} + K_V \Delta T}{nV_T N_s}\right) - 1} \quad (4.14)$$

Com a Equação (4.14) corrigida, restam os parâmetros R_s e R_p . Estes parâmetros são obtidos baseando-se no fato de que existe apenas um par de valores R_s, R_p que garante a máxima potência fornecida pelo painel, conforme a Equação (4.15).

$$P_{mpp,c} = P_{mpp} = V_{mpp} I_{mpp} \quad (4.15)$$

Onde:

$P_{mpp,c}$ \rightarrow Máxima potência calculada [W]

Com a relação da Equação (4.15), tem-se a Equação (4.16), onde I_{mpp} é substituída pela Equação (4.11) considerando todos os parâmetros na operação de máxima potência.

$$P_{mpp,c} = V_{mpp} \left\{ I_{pf} - I_{sat} \left[\exp \left(\frac{V + R_s I}{n V_T N_s} \right) - 1 \right] - \left(\frac{V + R_s I}{R_p} \right) \right\} \quad (4.16)$$

Isolando R_p na Equação (4.16), chega-se finalmente na Equação (4.17), que é uma relação dependente apenas dos dois parâmetros desconhecidos R_s e R_p .

$$R_p = \frac{V_{mpp} (V_{mpp} + I_{mpp} R_s)}{\left\{ V_{mpp} I_{pf} - V_{mpp} I_{sat} \exp \left[\left(\frac{V_{mpp} + I_{mpp} R_s}{N_s n} \right) \frac{q}{kT} + (V_{mpp} I_{sat}) - P_{mpp} \right] \right\}} \quad (4.17)$$

A Equação (4.17), mostra que para qualquer valor de R_s haverá um valor de R_p que satisfaça o ponto de máxima potência experimental.

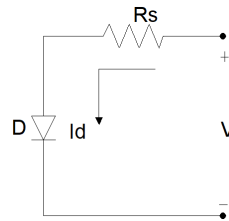
Para a solução dos valores específicos das resistências série e paralelo, um método iterativo com soluções numéricas faz-se necessário. Um software é proposto por (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009) para a solução das variáveis desconhecidas, onde R_s é incrementado lentamente a partir de $R_s = 0$, a fim de encontrar um valor de R_p que cruze a curva no ponto de máxima potência.

4.3.2 Método experimental

Outra forma de se obter os parâmetros de um painel fotovoltaico, consiste na forma experimental.

Para a obtenção de R_s realiza-se um ensaio no escuro, fazendo com que $I_{pf} = 0$. Em seguida, conecta-se uma fonte de tensão nos terminais do painel, de forma que o diodo fique polarizado diretamente, tomando cuidado para não exceder a tensão de circuito aberto V_{oc} especificada pelo fabricante (FARRET; LENZ; TRAPP, 2011). Como R_p é muito maior que R_s , o circuito equivalente se torna o da Figura 4.6.

Figura 4.6 – Circuito equivalente para obtenção de R_s .



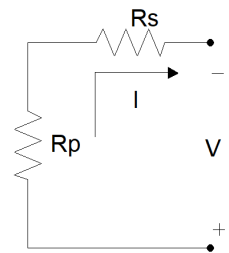
Fonte: Próprio Autor

Através da equação de malha da Figura 4.6 tem-se o valor de R_s , como mostra a Equação (4.18).

$$R_s = \frac{V}{I_d} \quad (4.18)$$

O ensaio para obtenção de R_p também é realizado no escuro, mas a fonte de tensão externa ao módulo é aplicada de forma a polarizar o diodo reversamente (FARRET; LENZ; TRAPP, 2011), como mostra a Figura 4.7.

Figura 4.7 – Circuito equivalente para obtenção de R_p .



Fonte: Próprio Autor

Através da equação de malha da Figura 4.7 tem-se o valor de R_p , como mostra a Equação (4.19).

$$R_p = \frac{V}{I} - V_s \quad (4.19)$$

O fator de idealidade n é obtido fazendo-se um ensaio com carga na condição de iluminação, além da consideração de que $I_{pf} \approx I_{sc}$ (FARRET; LENZ; TRAPP, 2011). O valor de R_s é desprezado frente à R_p , fazendo com que a tensão de saída esteja totalmente sobre o diodo. Dessa forma, a corrente no diodo é obtida através da Equação (4.20).

$$I_d = I_{sc} - I - \frac{V}{R_p} \quad (4.20)$$

Com os valores de tensão e corrente sobre o diodo, é possível calcular o fator de idealidade, que depende do material e da forma de construção da célula. Através da curva

de comportamento do diodo, duas medidas de I_d são realizadas, em pontos distintos, a fim de encontrar uma melhor representatividade de n , gerando a relação da Equação (4.21) (FARRET; LENZ; TRAPP, 2011).

$$\frac{I_{d1}}{I_{d2}} = \frac{\exp\left(\frac{qV_{d1}}{nkT}\right) - 1}{\exp\left(\frac{qV_{d2}}{nkT}\right) - 1} \quad (4.21)$$

Se a tensão sobre o diodo for maior que $V_d > 0,3$ em STC o termo exponencial na equação de Shockley se torna $\exp\left(\frac{qV_d}{nkT}\right) - 1 \gg 1$. Dessa forma, o termo -1 na Equação (4.21) pode ser desprezado (FARRET; LENZ; TRAPP, 2011), conforme a Equação (4.22).

$$\frac{I_{d1}}{I_{d2}} \approx \frac{\exp\left(\frac{qV_{d1}}{nkT}\right)}{\exp\left(\frac{qV_{d2}}{nkT}\right)} = \exp\left[\frac{q(V_{d1} - V_{d2})}{nkT}\right] \quad (4.22)$$

Aplicando logaritmo em ambos os lados, obtemos então a Equação (4.23), que apresenta o fator de idealidade do semiconductor.

$$n = \frac{q(V_{d1} - V_{d2})}{kT \ln(I_{d1} - I_{d2})} \quad (4.23)$$

Com os valores de R_p e n , é possível calcular o último parâmetro necessário, que é a corrente de saturação do diodo, através da Equação (4.24). Para esse cálculo, faz-se necessária a condição de circuito aberto (FARRET; LENZ; TRAPP, 2011).

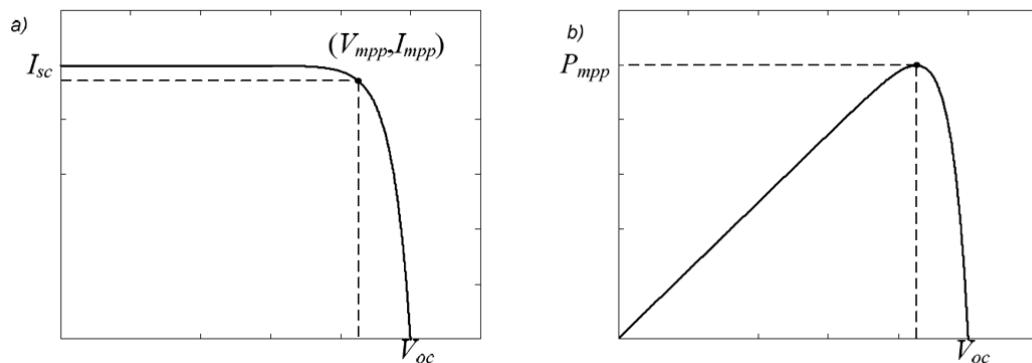
$$I_{sat} = \frac{I_{pf} - \frac{V_{oc}}{R_p}}{\exp\left(\frac{qV_{oc}}{nkT}\right) - 1} \quad (4.24)$$

Com os parâmetros obtidos, pode-se então simular o comportamento de um painel fotovoltaico no software Typhoon HIL.

4.4 COMPORTAMENTO DO PAINEL FOTOVOLTAICO

A partir dos métodos de obtenção dos parâmetros do painel fotovoltaico pode-se elaborar as curvas características de I versus V e P versus V do painel. As curvas genéricas para um painel fotovoltaico são apresentadas na Figura 4.8.

Figura 4.8 – Comportamento teórico do painel para as relações a) I versus V e b) P versus V .



Fonte: Paiva (2013)

A Figura 4.8 contém os três principais pontos do comportamento do painel, sendo eles o ponto de curto-circuito I_{sc} , o ponto de máxima potência $V_{mpp}I_{mpp}$ e o ponto de tensão de circuito aberto V_{oc} .

Trabalhos propostos por Stein (2012) e por Paiva (2013) buscam essas características através dos métodos experimental e analítico respectivamente. A Tabela 4.2 apresenta os dados fornecidos pelo *datasheet* do fabricante do painel SW130 da Solar World, utilizado por Paiva (2013).

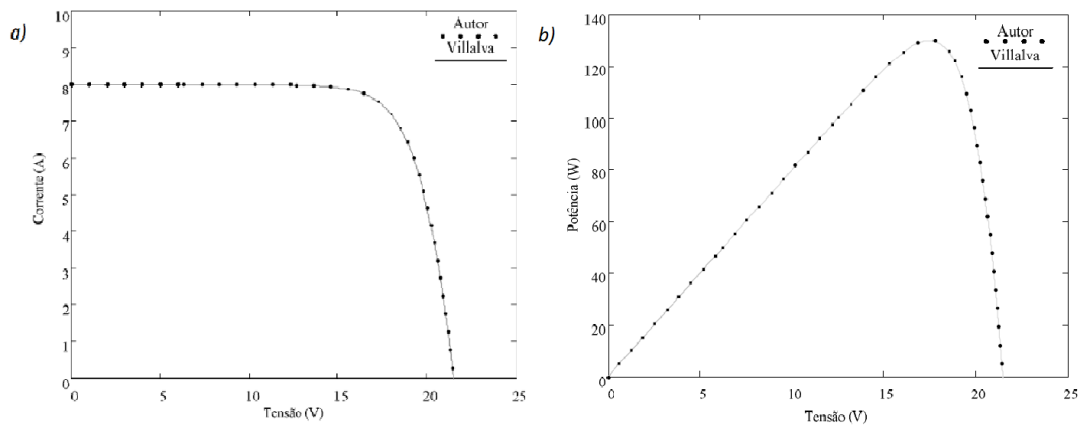
Tabela 4.2 – Dados fornecidos no *datasheet* do módulo SW130.

Fabricante	Solar World
Modelo	SW130
V_{oc}	21,5 V
I_{sc}	7,99 A
V_{mpp}	7,49 V
I_{mpp}	14,4 A
P_{mpp}	130,3 W
K_I	-0,034%/K
K_V	-0,34%/K
número de células	36

Fonte: Próprio Autor

O método proposto por Paiva (2013) faz uma comparação entre o método do próprio autor com o método utilizado por Villalva, Gazoli e Filho (2009) para obtenção da relação I versus V e P versus V . Os resultados obtidos para o comportamento do painel avaliado são mostrados na Figura 4.9 abaixo.

Figura 4.9 – Comportamento prático do painel para as relações a) I versus V e b) P versus V .



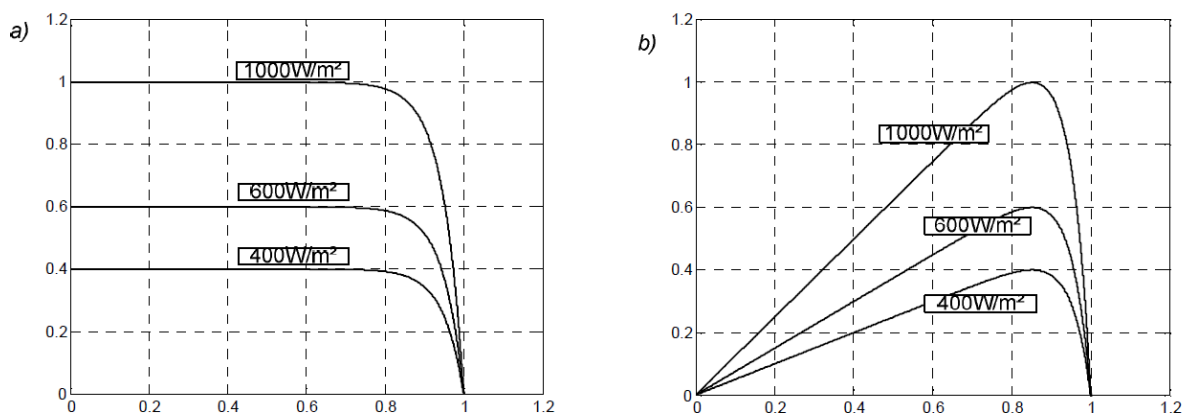
Fonte: Paiva (2013)

Os fatores fundamentais que interferem na potência que o painel pode fornecer são a temperatura e a radiação solar incidente, como apresentados nas Figuras 4.10 e 4.11 respectivamente.

A Figura 4.10 apresenta o comportamento para irradiação de 1000 W/m^2 , 600 W/m^2 e 400 W/m^2 , onde a primeira condição faz com que o módulo a 25°C seja capaz de fornecer a corrente máxima determinada pelo fabricante na condição STC.

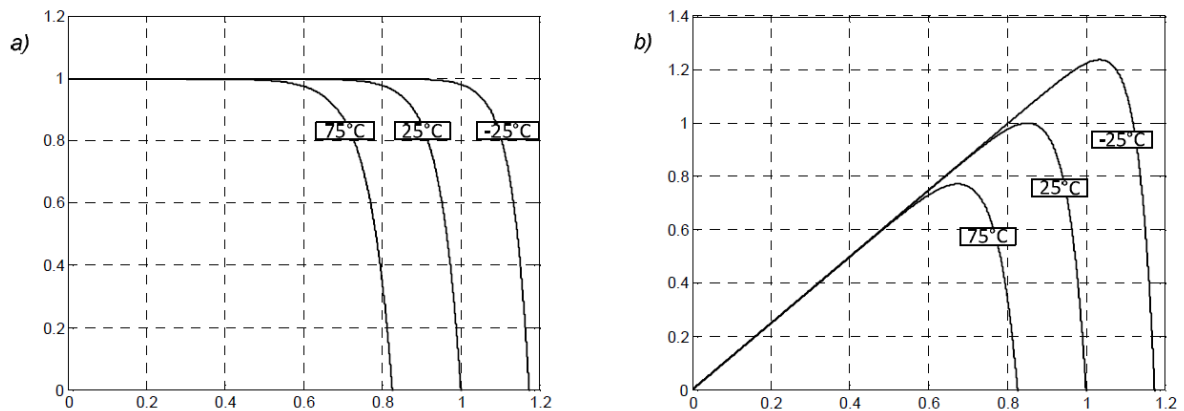
A Figura 4.11 aponta a temperatura como outro fator importante que interfere na potência do painel, onde para temperaturas mais baixas tem-se tensões maiores e temperaturas mais altas, tensões mais baixas, dessa forma, aumentando e diminuindo respectivamente a potência fornecida pelo painel.

Figura 4.10 – Comportamento de um painel para as relações a) I versus V e b) P versus V para três condições de radiação solar.



Fonte: Paiva (2013)

Figura 4.11 – Comportamento de um painel para as relações a) I versus V e b) P versus V para três condições de temperatura.



Fonte: Paiva (2013)

Essa análise é importante para detectarmos o melhor ponto de operação do painel, ou seja, onde ocorrerá o fornecimento da máxima potência possível, já que através desses gráficos pode-se estimar a potência fornecida pelo módulo.

4.5 PROJETO

Após a definição da carga, calculou-se a energia necessária que a bateria deve ter para alimentá-la. Após isso, determina-se um módulo que seja capaz de recarregar essa bateria. Para isso, alguns cálculos são realizados como segue abaixo.

Os dados necessários à respeito da carga e da bateria, já obtidos nos Capítulos 2 e 3, são apresentados na Tabela 4.3. Além desses dados, especifica-se aqui a profundidade de carga desejada. Como visto no Capítulo 3, descargas muito profundas podem danificar a bateria, além disso, reduzem também sua vida útil. Por esse motivo, no projeto é considerado que a bateria terá uma profundidade de descarga de 30%, valor adequado para o sistema proposto.

Tabela 4.3 – Dados da carga e da bateria projetadas.

Tensão da bateria	V_{bat}	12 V
Capacidade da bateria	C_{bat}	14 Ah
Número de baterias em paralelo	N_b	1
Profundidade de descarga	DoD	30%
Energia consumida pela carga	E_c	46,65 Wh

Fonte: Próprio Autor

Inicialmente deve-se calcular a energia necessária para carregar a bateria. O cálculo é feito como mostra a expressão 4.25.

$$E_b = C_{bat} V_{bat} N_b DoD = 14 \cdot 12 \cdot 1 \cdot 0,3 = 50,4Wh \quad (4.25)$$

Neste ponto, é importante ressaltar que a preocupação não deve ser apenas com a carga da bateria, pois ao mesmo tempo que desejamos carregá-la, temos que alimentar a carga do sistema. Dessa forma, a energia que o módulo deve fornecer, tem que levar em consideração tanto a energia para carregar a bateria E_b , como também a consumida pela carga E_{carga} no período de 1 hora. Assim sendo, a energia que deve ser fornecida pelo módulo é como descrita na Equação (4.26).

$$E_n = E_b + E_{carga} = 50,4Wh + 11,68Wh = 62,06Wh \quad (4.26)$$

Após isso, um módulo é escolhido, de forma que suas especificações atendam o requisito acima. Para este projeto, são escolhidos dois módulos Canadian[®] CS6P260W, com 260 Wp de potência na máxima potência. As principais características do *datasheet* do módulo são apresentadas na Tabela 4.4, e a justificativa da escolha será abordada à seguir.

Tabela 4.4 – Dados fornecidos no *datasheet* do módulo Canadian[®] CS6P260W.

Fabricante	Canadian[®]
Modelo	CS6P260W
V_{oc}	37,5 V
I_{sc}	9,12 A
V_{mpp}	30,4 V
I_{mpp}	8,56 A
P_{mpp}	260 W
K_I	0,053%/°C
K_V	-0,31%/°C
η	16,16%
Área do módulo	1,609m ²
Número de células	60

Fonte: Próprio Autor

Além dos dados do módulo, é necessário o conhecimento da radiação solar no local o qual se deseja implementar o sistema. Esses dados variam diariamente, e apresentam comportamento sazonal.

Através da tabela a seguir, é possível identificar a radiação média na cidade de Joinville, a qual apresenta latitude 26°18'16"S e longitude 48°50'44"W. Os dados são

fornecidos no site da NASA (2018), sendo amostrados de três em três horas, num período de 22 anos, compreendidos entre 1983 e 2005.

Tabela 4.5 – Irradiação solar média na cidade de Joinville.

Mês	kWh/m ² /dia
Janeiro	5,09
Fevereiro	4,76
Março	4,29
Abril	3,54
Mai	3,07
Junho	2,72
Julho	2,80
Agosto	3,46
Setembro	3,41
Outubro	4,11
Novembro	5,04
Dezembro	5,15

Fonte: Próprio Autor

Com essas informações é possível saber a energia que o módulo irá produzir, pois como dito na seção 4.4, a potência gerada pelo painel depende tanto da irradiação quanto da temperatura à que o módulo está exposto. Para o presente projeto, considerou-se o mês de abril como referência para os cálculos. O motivo dessa escolha, será justificado no Capítulo 6.

A energia média produzida por hora pelo painel E_p ao longo de um dia, é dada conforme a Equação (4.27).

$$E_p = \frac{\text{Irradiação}}{24h} \cdot A_{\text{módulo}} \cdot \eta = \frac{3540}{24} \cdot 1,609 \cdot 0,1616 = 38,35Wh \quad (4.27)$$

Da mesma forma que foi calculado na seção 3.5, precisamos conhecer a quantidade de painéis N_p que serão necessários. O cálculo pode ser realizado através da Equação (4.28).

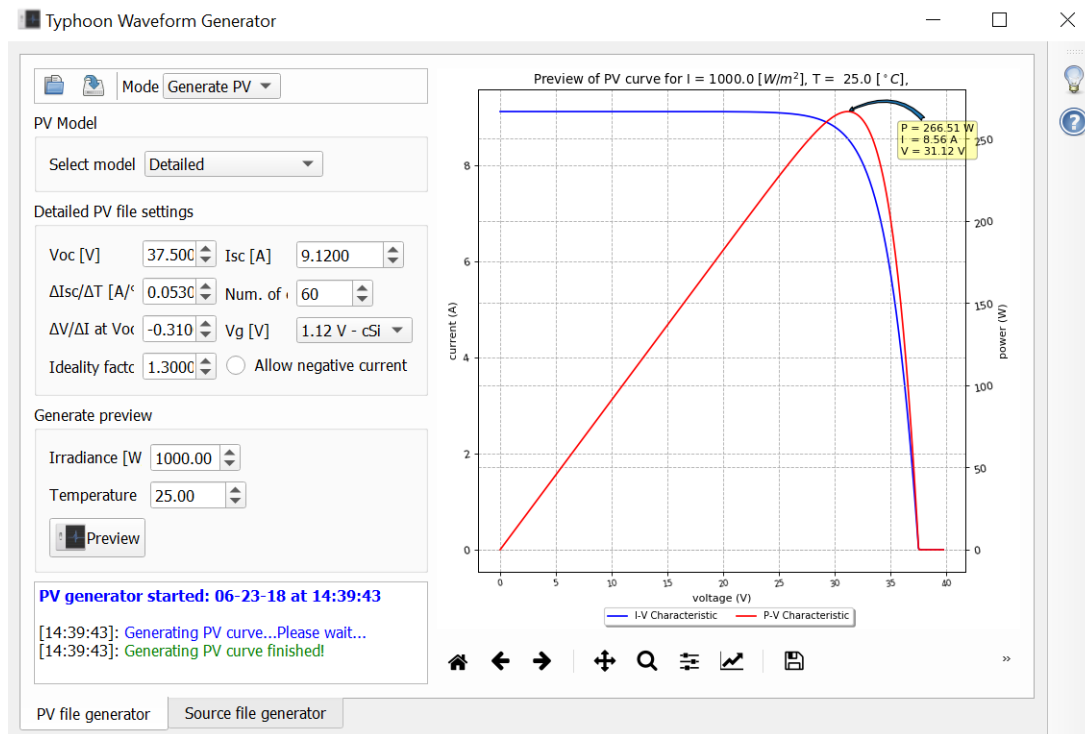
$$N_p = \frac{E_n}{E_p} = \frac{62,06}{38,35} = 1,618 \quad (4.28)$$

Como o valor deve ser inteiro, utilizaremos 2 módulos Canadian[®] CS6P260W. Dessa forma, a energia fornecida pelo arranjo passa a ser o dobro, sendo esse valor de 76,7 Wh.

4.6 IMPLEMENTAÇÃO NO SOFTWARE TYPHOON HIL

Para configurar o painel, deve-se acessar na página inicial *additional tools > waveform generator*. Após isso é possível adicionar as configurações do painel escolhido, como mostra a Figura 4.12.

Figura 4.12 – Tela de configuração do painel fotovoltaico.



Fonte: Próprio autor

Alguns parâmetros são exigidos para que a curva do comportamento do painel possa ser criada. Utilizando o próprio módulo Canadian[®] CS6P260W como exemplo, com as especificações da Tabela 4.4, pode-se quantificar os itens apresentados abaixo da forma como exibidos na Figura 4.12.

- V_{oc} : Tensão de circuito aberto [V].
- I_{sc} : Corrente de curto circuito [A].
- $\Delta I_{sc}/\Delta T$: Coeficiente de corrente [A/°C].
- $\Delta V/\Delta I$: Declive da curva I versus V na tensão de circuito aberto [V/A].
- Fator de idealidade considerado.
- Número de células do painel.

- V_g : Tensão de *gap* do tipo de material utilizado. Para o silício o software propõe 1,12 V, para silício amorfo 1,75 V.
- Temperatura [$^{\circ}C$].
- Irradiância [W/m^2].

Com esses valores, a potência, corrente e tensão no ponto de máxima potência apresentadas pelo painel sob condições da STC é de $P = 266,51$ W, $I = 8,56$ A e $V = 31,2$ V. Comparando esses resultados com a Tabela 4.4, percebe-se que os valores encontrados na simulação não são os mesmos do *datasheet*, visto que no *software* pode-se alterar o fator de idealidade.

Essa configuração do módulo poderá ser utilizada na interface *SCADA* (*Supervisory Control and Data Acquisition*). Nessa interface, é onde ocorre o controle de supervisão e aquisição de dados, sendo possível obter dados operacionais a respeito do sistema.

No esquemático apenas o ícone do painel fica disponível. Como pode ser observado, também há um campo para a inserção dos valores de irradiação e temperatura. Configura-se com o padrão da STC, porém esses dados podem ser alterados no *SCADA*.

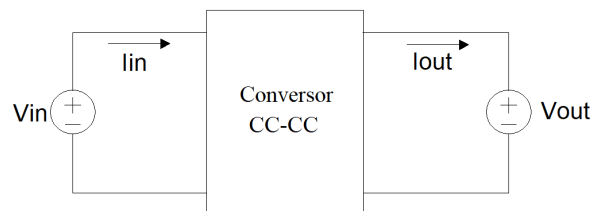
5 CONVERSORES CC-CC

Neste capítulo serão introduzidos dois conversores CC-CC utilizados no sistema fotovoltaico, o abaixador Buck e o elevador Boost. Será abordado o funcionamento básico de cada um, os cálculos de projeto visando a escolha dos valores dos componentes e os resultados das simulações desenvolvidas no *software* PSIM. Além disso, um controle de rastreamento de máxima potência foi aplicado no chaveamento do Buck. O controle se baseia no método Perturba e Observa, o qual também será descrito adiante.

5.1 INTRODUÇÃO AOS CONVERSORES CC-CC

O sistema apresentado na Figura 5.1, constitui-se de uma fonte de entrada e uma fonte de saída como representação da tensão de saída, intermediadas pelo conversor CC-CC. A fonte de entrada alimenta o conversor CC-CC, formado por um conjunto de semicondutores operando como interruptores e por elementos passivos, como capacitores e indutores. Esses elementos têm a função de controlar o fluxo de potência da fonte de entrada para a fonte de saída (BARBI; MARTINS, 2006).

Figura 5.1 – Representação simplificada de um conversor CC-CC.



Fonte: Próprio autor

O que controla a intensidade desse fluxo de potência é a razão cíclica, denominada como a variável D . Também conhecida como ciclo de trabalho, D é a relação do tempo de condução dos semicondutores pelo tempo total do período de condução.

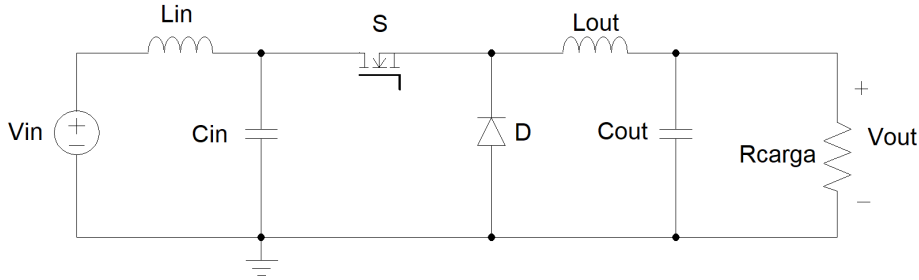
5.2 CONVERSOR BUCK

O conversor Buck é abaixador de tensão, pois produz em sua saída um valor médio de tensão menor que o valor médio da tensão de entrada, de forma que a corrente média

da saída é superior à corrente média de entrada. A razão cíclica do conversor Buck é apresentada na Equação (5.1), assim como sua topologia na Figura 5.2.

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (5.1)$$

Figura 5.2 – Topologia do conversor Buck.



Fonte: Próprio autor

Como dito no Capítulo 4, dados como temperatura do painel e irradiação solar interferem diretamente na potência produzida pelo mesmo. Por esse motivo, manter a razão cíclica do conversor de forma fixa se torna uma desvantagem, pois dessa forma não se consegue extrair a máxima potência disponível pelo painel.

Por conta da dependência dos valores de tensão e corrente de entrada em relação aos parâmetros externos ao sistema, o chaveamento do conversor a fim de rastrear a máxima potência do painel - MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) é controlado através da técnica de controle Perturba e Observa (P&O), detalhado a seguir.

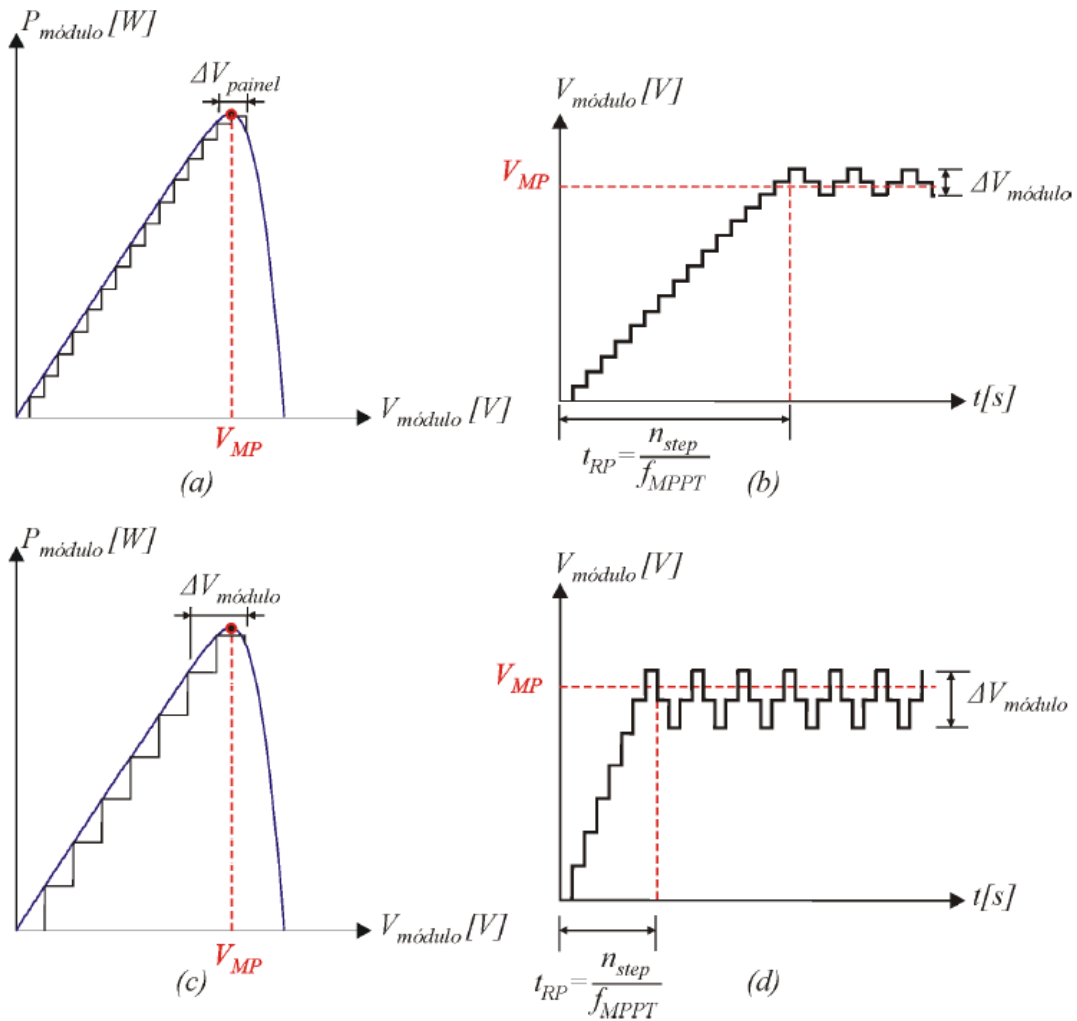
5.2.1 MPPT - Perturba e Observa (P&O)

Os dados de entrada do algoritmo P&O são os valores instantâneos de tensão e corrente do painel fotovoltaico, $V_{pv}(n)$ e $I_{pv}(n)$ respectivamente, lidos no instante (n). Com esses dados calcula-se a potência instantânea $P_{pv}(n)$, a qual será comparada com a potência calculada no instante anterior ($n - 1$). A partir disso se extrai a variação de potência da forma $\Delta P_{pv} = P_{pv}(n) - P_{pv}(n - 1)$.

Variações positivas de potência, significam que a perturbação na razão cíclica contribuiu para o aumento da potência atual, dessa forma a próxima atualização da razão cíclica será feita com o mesmo sinal. Após o encontro da máxima potência, a próxima atualização resultará em um $\Delta P_{pv} < 0$, e a perturbação se dará no sentido contrário. A Figura 5.4 apresenta um fluxograma do algoritmo implementado na simulação, e o *script* que o representa se encontra no Anexo B.

Alguns problemas dinâmicos podem ocorrer no método P&O, ficando um compromisso entre o tamanho do passo utilizado ΔD e o tempo de encontro da máxima potência, como mostra a Figura 5.3.

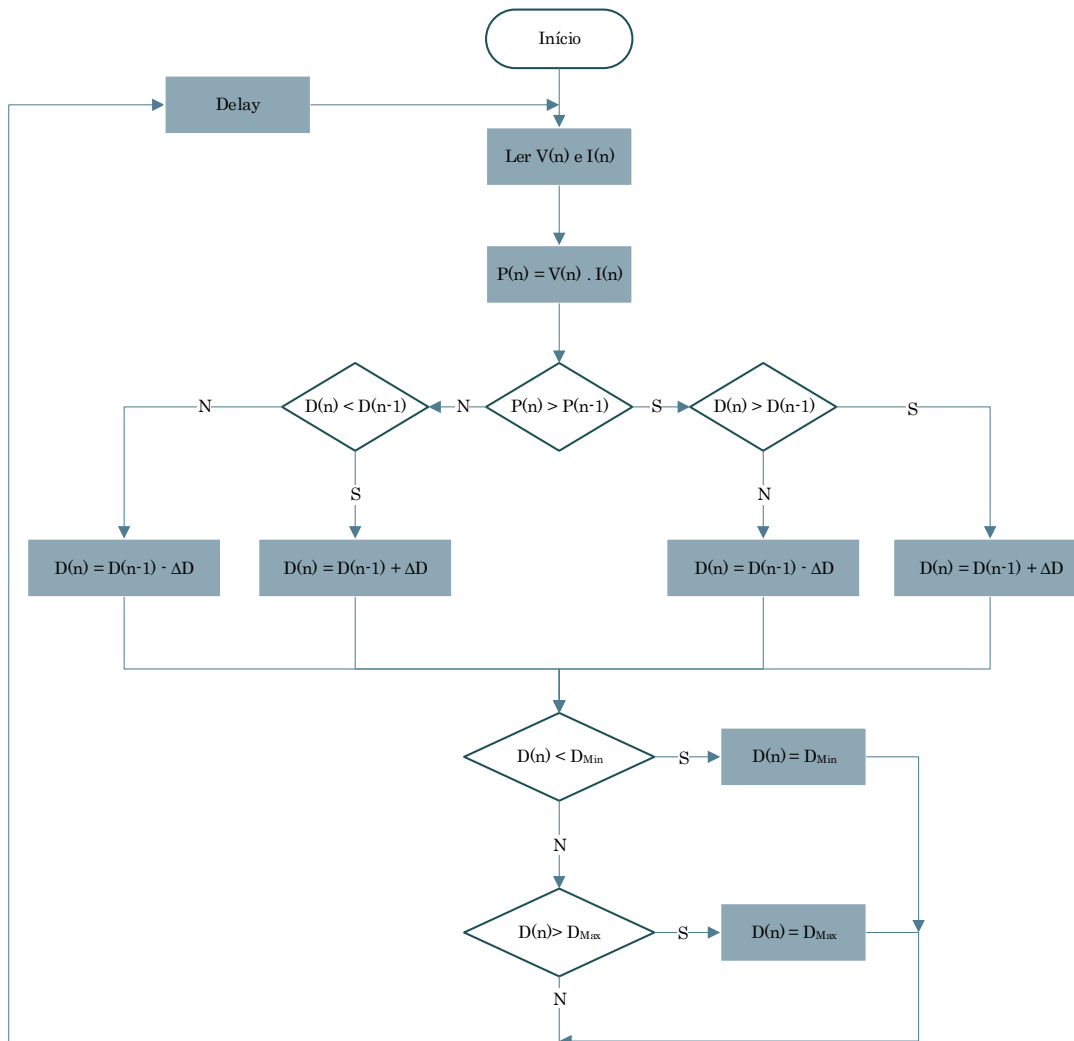
Figura 5.3 – Comparação do MPPT para diferentes tamanhos de passo ΔD : a) e b) Passo reduzido. c) e d) Passo elevado.



Fonte: (COELHO, 2008)

Para passos elevados, o ponto de máxima potência é alcançado rapidamente, mas a oscilação em torno do ponto ótimo também é maior, já para passos reduzidos, a oscilação é pequena porém o tempo de encontro ao ponto de máxima potência é mais lento (COELHO, 2008).

Figura 5.4 – Fluxograma do algoritmo P&O.

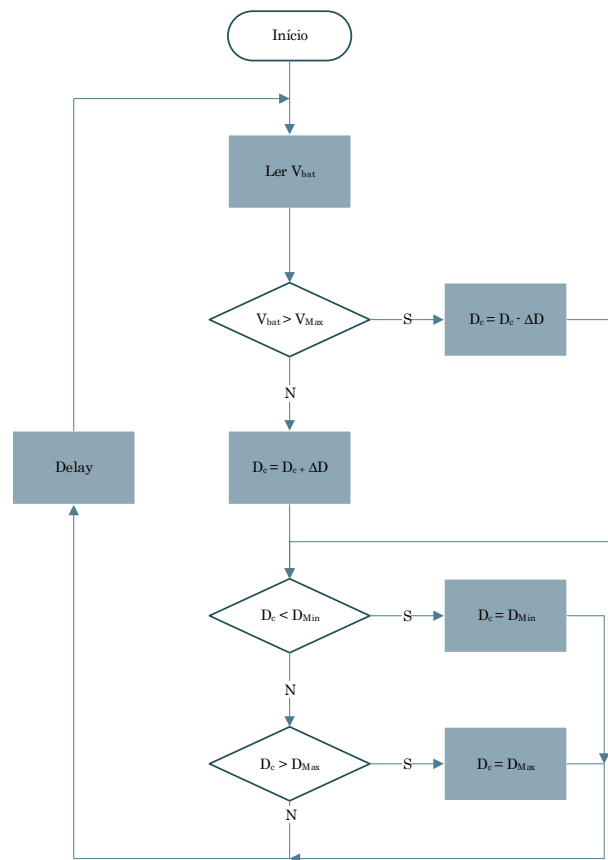


Fonte: Próprio autor

5.2.2 Controle de carga e descarga da bateria

Outro fator importante no projeto do conversor, se deve ao controle de carga e descarga da bateria. A razão cíclica que o Buck assumirá, depende não só da razão estipulada pelo rastreador de máxima potência, mas também da razão estipulada pela bateria. A Figura 5.5 apresenta o fluxograma do algoritmo implementado para variar a razão cíclica conforme os valores de tensão na bateria.

Figura 5.5 – Fluxograma do algoritmo de controle de carga e descarga da bateria.

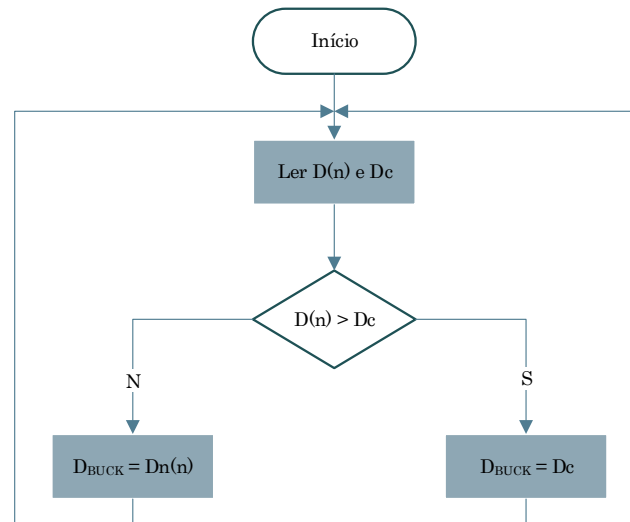


Fonte: Próprio autor

Quando a tensão da bateria assumir um valor superior à 13,5 V, a razão cíclica da chave seguirá a estipulada pela razão da bateria, caso contrário, para tensões inferiores à esse valor, o sistema opera com as condições do algoritmo de MPPT.

Após o cálculo das razões cíclicas do MPPT e do controle de carga da bateria, faz-se uma comparação entre elas, como apresentado na Figura 5.6, e o menor valor é utilizado no chaveamento do Buck.

Figura 5.6 – Fluxograma do algoritmo implementado para controlar a razão cíclica do Buck.



Fonte: Próprio autor

Faz-se necessário esse controle, pois como dito no Capítulo 3, a bateria apresenta um determinado valor de flutuação, sendo prejudicial para sua vida útil ultrapassá-lo.

Vale ressaltar que a preocupação também deve ocorrer para valores inferiores à 10,5 V, pois tensões menores representam descargas muito profundas. Ultrapassando continuamente esse valor, a vida útil da bateria também diminui, e além disso pode danificá-la a ponto de não poder mais ser recarregada.

Para limitar a tensão mínima que a bateria pode chegar, foi inserida uma chave após a mesma, a fim de desconectar a carga caso essa tensão seja alcançada.

5.2.3 Projeto dos componentes

O projeto do conversor Buck foi desenvolvido de modo que o mesmo opere em modo de condução contínua (MCC), e a eficiência do conversor foi estipulada teoricamente como sendo de 95%.

Para o cálculo dos parâmetros utilizados no projeto, faz-se necessário o conhecimento da tensão de entrada, da tensão de saída e demais dados, os quais estão na Tabela 5.1. Salienta-se que os valores de V_{in} e I_{in} são equivalentes aos respectivos valores do módulo fotovoltaico Canadian[®] 260 Wp operando na máxima potência sob a condição da STC. Além disso, como são dois módulos em paralelo, a corrente I_{in} é o dobro.

Tabela 5.1 – Parâmetros utilizados para o projeto do conversor Buck.

Sigla	Significado	Valor
P_{in}	Potência de entrada [W]	520
V_{in}	Tensão de entrada [V]	30,4
I_{in}	Corrente de entrada [A]	17,12
V_{out}	Tensão de saída [V]	12
η	Rendimento	0,95
f_s	Frequência de comutação [kHz]	70
ΔV_{Cin}	Máxima ondulação da tensão de entrada	0,1 V_{in}
ΔI_{Lin}	Máxima ondulação da corrente de entrada	0,1 I_{in}
ΔI_{Lout}	Máxima ondulação da corrente de saída	0,1 I_{out}

Fonte: Próprio Autor

A determinação dos parâmetros pode ser obtida através de Barbi e Martins (2006).

- Potência de saída

$$P_{out} = \eta P_{in} = 0,95 \cdot 520 = 494W \quad (5.2)$$

- Corrente média na bateria

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{494}{12} = 41,17A \quad (5.3)$$

- Capacitor do filtro de entrada

$$C_{in} = \frac{I_{out}}{4f_s \Delta V_{Cin}} = \frac{41,17}{4 \cdot 70 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 30,4} = 48,36\mu F \quad (5.4)$$

- Indutor do filtro de saída

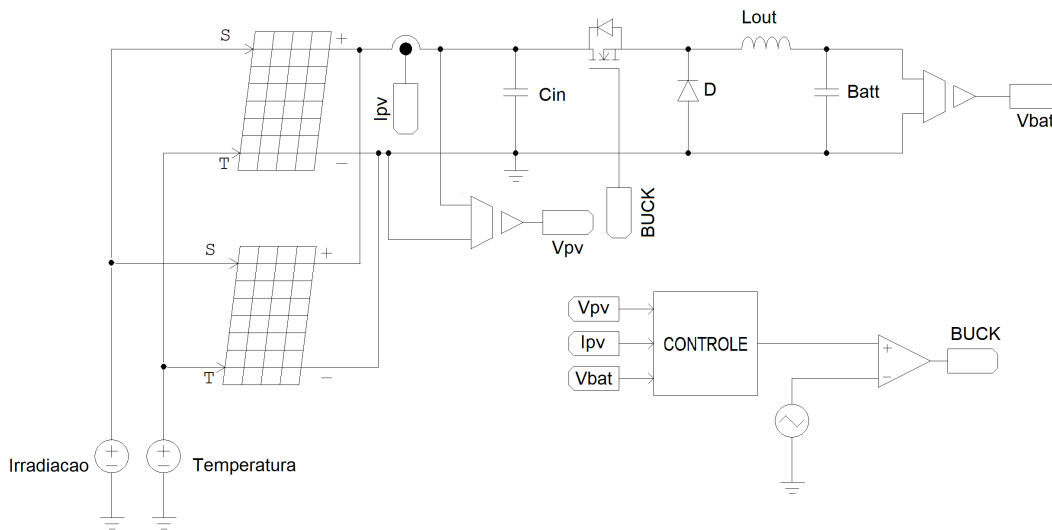
$$L_{out} = \frac{V_{in}}{4f_s \Delta I_{Lout}} = \frac{30,4}{4 \cdot 70 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 41,17} = 26,37\mu H \quad (5.5)$$

Vale ressaltar que esses cálculos são ideais, pois se o objetivo fosse implementar de forma prática, a RSE deveria ser considerada, assim sendo, a simulação seria mais precisa quando comparada com a experimentação.

5.2.3.1 Resultados em malha fechada

Através dos valores obtidos dos componentes, a simulação foi realizada já considerando o módulo na entrada, como mostra a Figura 5.7.

Figura 5.7 – Conversor Buck simulado no software PSIM.

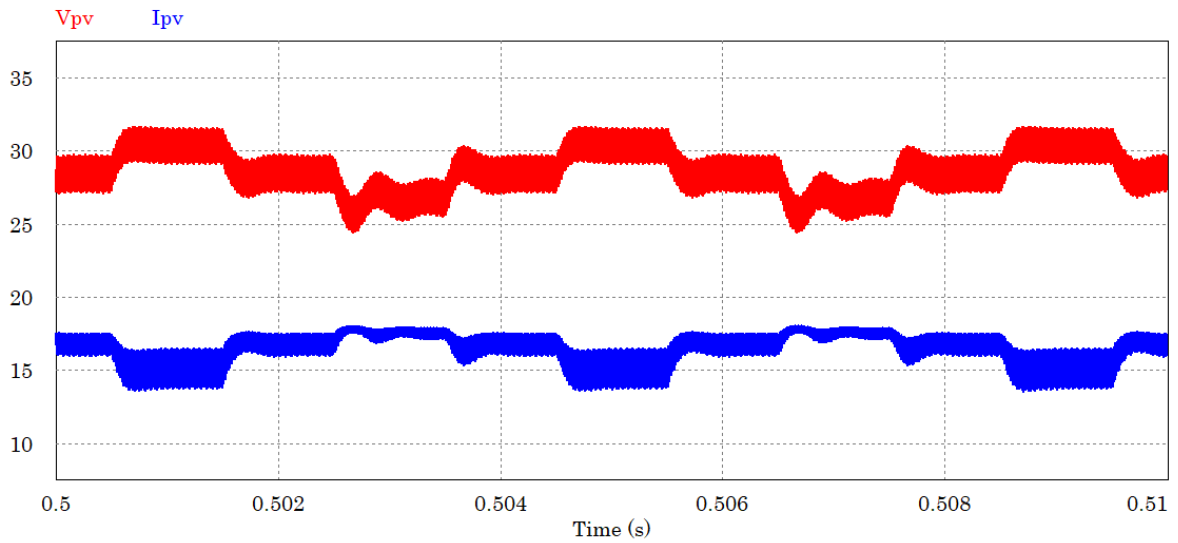


Fonte: Próprio autor

Verificou-se inicialmente, a tensão e a corrente de saída do módulo através da Figura 5.8, para validar a configuração do mesmo na simulação. A tensão com uma média de 28.75V e a corrente de 16.57A, dentro dos valores do *datasheet*. Lembrando que esses valores são resultantes da configuração de dois módulos em paralelo, dessa forma, mantém-se a tensão e duplica-se a corrente.

Outro fator importante, é que esses comportamentos de tensão e corrente no painel, só ocorrem quando a tensão da bateria se mantém abaixo dos 13.5V. Caso esse valor seja ultrapassado, a tensão do módulo será a de circuito aberto, e conseqüentemente a corrente será zero.

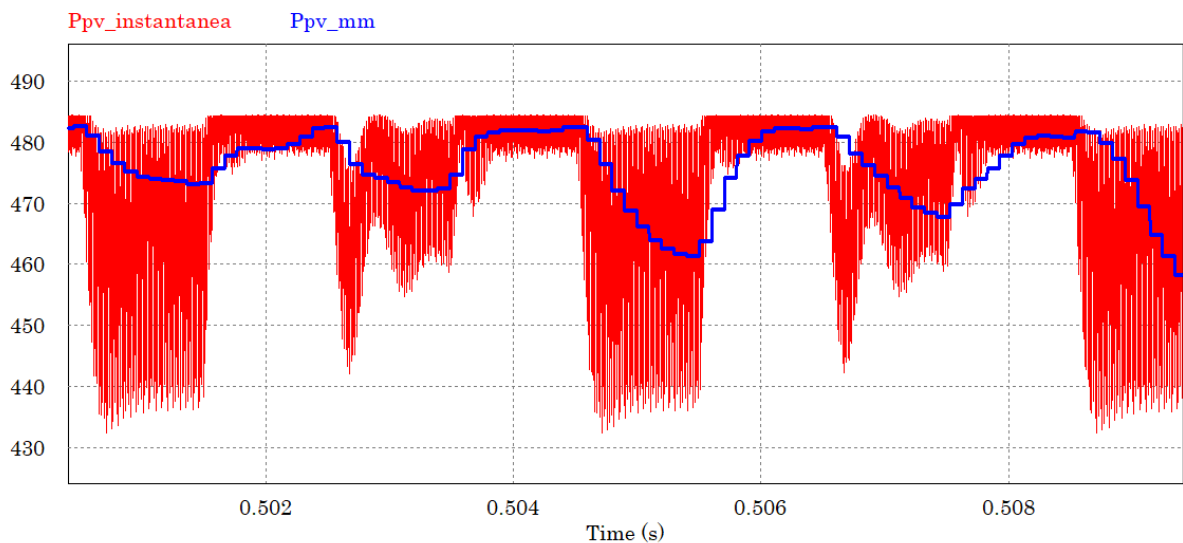
Figura 5.8 – Tensão e corrente de saída do módulo Canadian[®] CS6P260W.



Fonte: Próprio autor

A potência de saída do módulo apresenta uma certa variação, e isso pode afetar a leitura do ponto de máxima potência. Isso ocorre, pois essas variações acontecem rapidamente, muitas vezes não dando tempo suficiente para o ponto ótimo ser alcançado. Por esse motivo, implementou-se uma média móvel nos valores de tensão e corrente medidos na saída do painel. Esses valores médios é que serão lidos pelo algoritmo de MPPT. A nova relação pode ser comparada com o valor instantâneo na Figura 5.9, e seu algoritmo está presente no Apêndice B.

Figura 5.9 – Comparação da potência instantânea e potência média na saída do módulo.

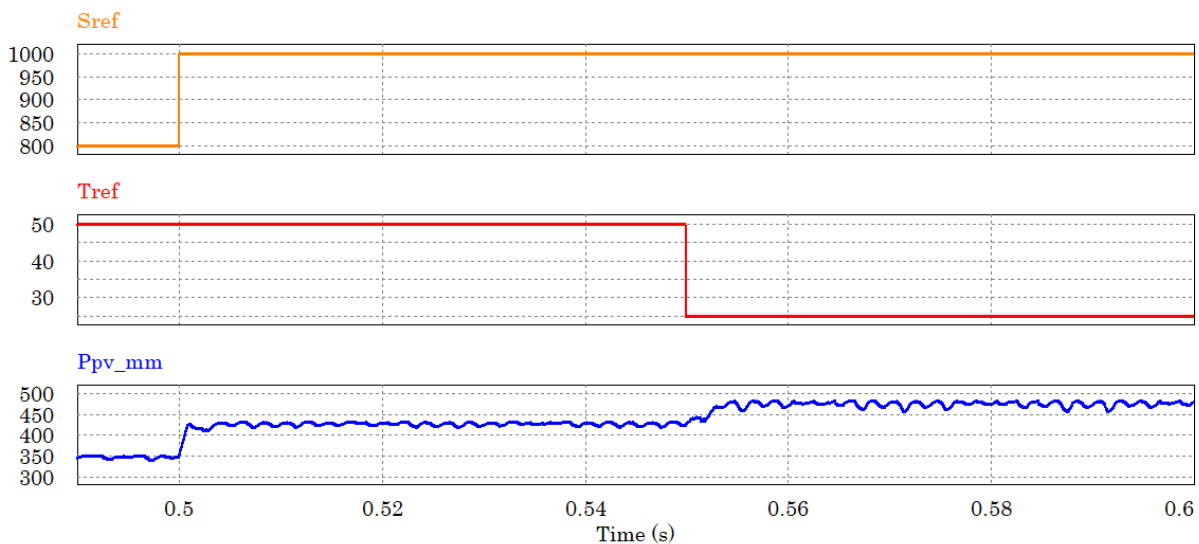


Fonte: Próprio autor

Observa-se que a potência utilizada no algoritmo de rastreamento da máxima potência se torna muito mais suave, perdendo os pontos bruscos presentes na potência instantânea.

Para visualizar o comportamento do painel quando ocorrem perturbações, na Figura 5.10 inseriu-se uma perturbação na irradiação e na temperatura. A perturbação na irradiação ocorre em 500 ms de simulação, partindo de 800 W/m^2 para 1000 W/m^2 , representada pelo gráfico em laranja. Já a perturbação da temperatura ocorre em 505 ms, partindo de 50°C para 25°C , sendo esta representada pelo gráfico em vermelho.

Figura 5.10 – Perturbação da irradiação e da temperatura com resposta da potência média do módulo.

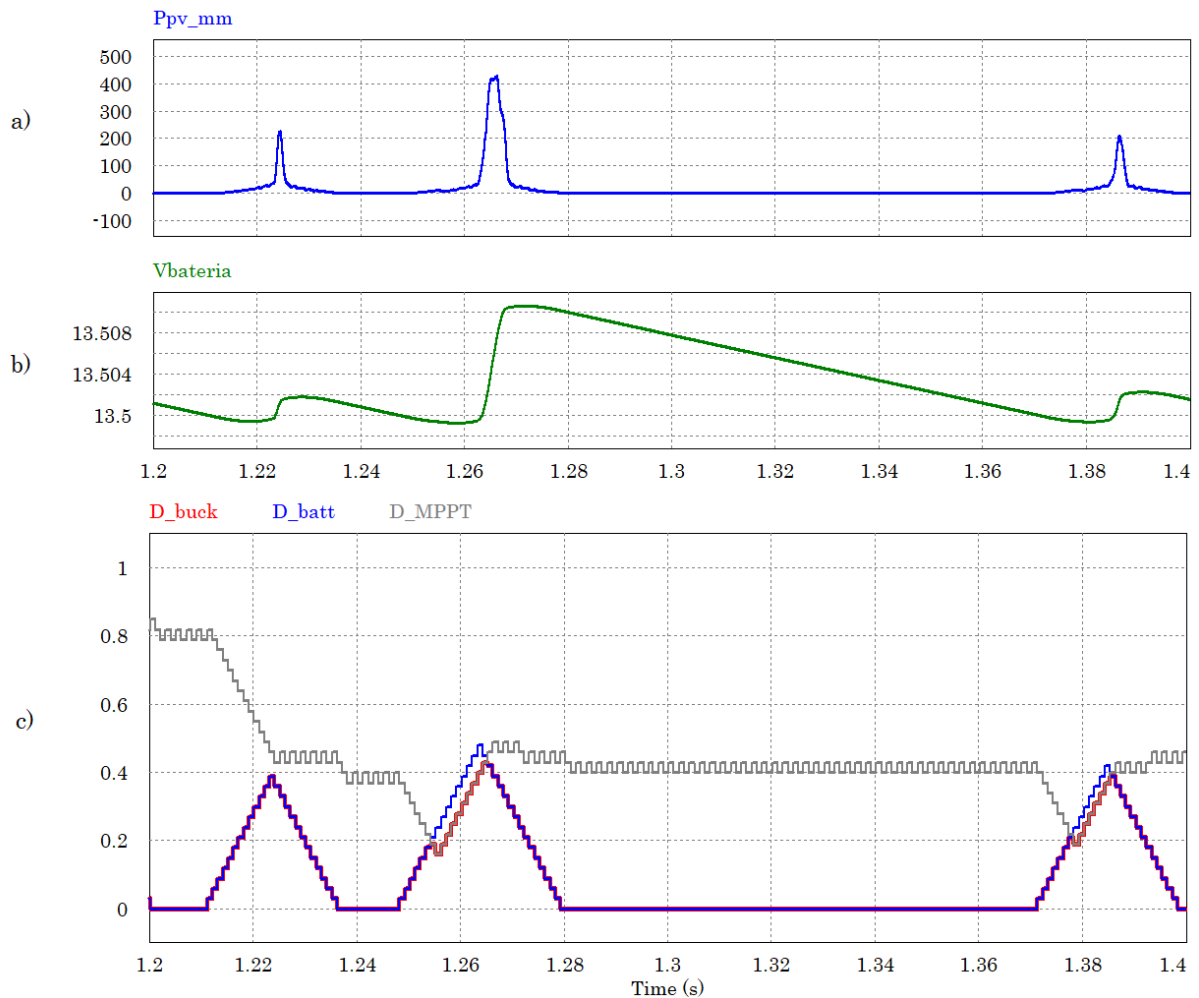


Fonte: Próprio autor

O comportamento da potência é como o esperado, pois como visto no Capítulo 4, a corrente e a tensão do painel são dependentes desses parâmetros. Assim, com o aumento da irradiação a corrente de saída do módulo é maior, e com a diminuição da temperatura a tensão do painel se torna maior. Como consequência disso, a potência fornecida pelo módulo é superior.

A fim de verificar a razão cíclica que será utilizada pelo conversor Buck, a Figura 5.11 mostra, a potência média no painel, a tensão na bateria e a comparação entre as 3 razões cíclicas utilizadas no projeto. A curva intitulada D_{mppt} é a razão calculada através do algoritmo de MPPT, o qual foi explicitado na seção 5.2.1 e na Figura 5.4. D_{bat} é a razão calculada pela bateria, seu algoritmo é apresentado na Figura 5.5 na seção 5.2.2. E por fim, a comparação entre as duas, apresentada na Figura 5.6, é a medição D_{buck} , que é a razão que será enviada para a chave.

Figura 5.11 – a) Potência do painel. b) Tensão na bateria. c) Razão cíclica do MPPT, da bateria e da saída.



Fonte: Próprio autor

Na Figura 5.11, é possível perceber que quando a tensão da bateria decai de 13,5 V, a potência média no painel começa a aumentar, até o ponto onde a tensão na bateria encontra novamente os 13,5 V. Nesse processo, a razão cíclica estipulada pela bateria tende a encontrar a razão cíclica calculada pelo algoritmo de MPPT.

Quando a tensão na bateria tem valores superiores que 13,5 V, a potência média do painel vai para zero, e a partir desse momento, a razão a ser seguida é a da bateria.

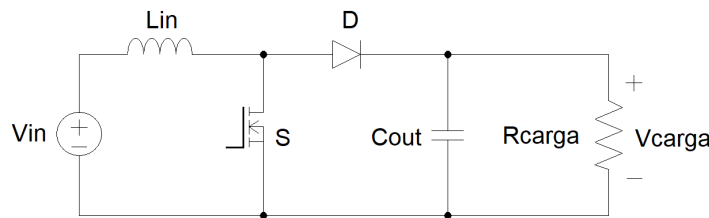
Isso ocorre, pois como descrito anteriormente, para valores superiores à 13,5 V, o fornecimento de energia pelo módulo deve ser cortado, visando não ultrapassar o limite de tensão de flutuação na bateria. Enquanto que para valores inferiores à 13,5 V, o sistema opera de forma a fornecer a máxima potência extraída pelo painel.

5.3 CONVERSOR BOOST

O conversor Boost é elevador de tensão, pois sua tensão média de saída é maior que a tensão média de entrada. Os tipos de elementos presentes nesse conversor são os mesmos presentes no conversor Buck, porém eles são rearranjados de forma a criar uma nova topologia (BARBI; MARTINS, 2006). A razão cíclica do Boost é apresentada na Equação (5.6), assim como sua topologia na Figura 5.12.

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (5.6)$$

Figura 5.12 – Topologia do conversor Boost.



Fonte: Próprio autor

5.3.1 Projeto dos componentes

Para o cálculo dos componentes do Boost, considerou-se o mesmo operando em modo de condução contínua (MCC). Nesse caso a tensão de entrada é a própria bateria, que é a carga vista pelo Buck. Para este projeto, o conversor é ideal, não tendo as perdas representadas. A tabela 5.2 apresenta os dados de projeto, seguida do cálculo dos elementos.

Tabela 5.2 – Parâmetros utilizados para o projeto do conversor Boost.

Sigla	Significado	Valor
P_{out}	Potência de saída [W]	10
V_{in}	Tensão de entrada [V]	12
V_{out}	Tensão de saída [V]	24
f_s	Frequência de comutação [kHz]	70
$\Delta I_{L_{in}}$	Máxima ondulação da corrente de entrada	$0,2 I_{in}$
$\Delta V_{C_{out}}$	Máxima ondulação da corrente de saída	$0,01V_{out}$

Fonte: Próprio Autor

- Razão cíclica

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 - \frac{12}{24} = 0,5 \quad (5.7)$$

- Corrente de saída

$$I_{out} = \frac{P_{medidor}}{V_{medidor}} = \frac{10}{24} = 416,7mA \quad (5.8)$$

- Corrente de entrada

$$I_{in} = \frac{P_{medidor}}{V_{in}} = \frac{10}{12} = 832mA \quad (5.9)$$

- Indutor de entrada

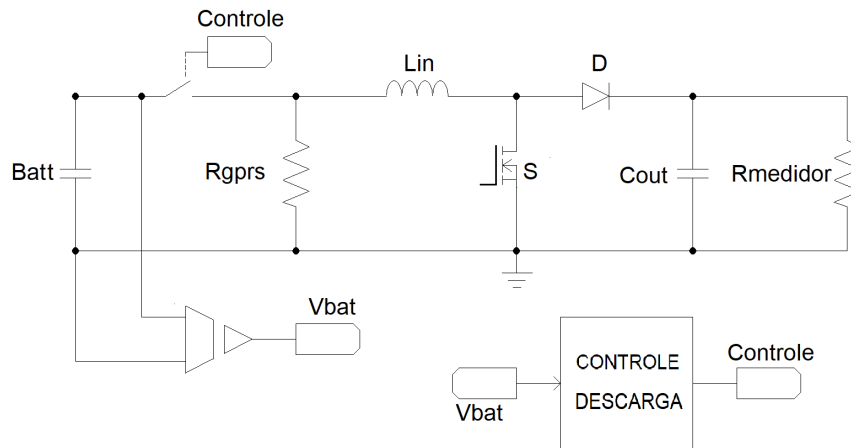
$$L_{in} = \frac{V_{in}D}{\Delta I_{Lin} \cdot f_s} = \frac{12 \cdot 0,5}{0,2 \cdot 832 \cdot 10^{-3} \cdot 70 \cdot 10^3} = 515\mu H \quad (5.10)$$

- Capacitor de saída

$$C_{out} = \frac{I_{out}D}{\Delta V_{Cout} \cdot f_s} = \frac{416,7 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5}{0,01 \cdot 24 \cdot 70 \cdot 10^3} = 12,38\mu F \quad (5.11)$$

O circuito simulado do conversor Boost é apresentado na Figura 5.13, já com a chave que controla a descarga da bateria, isolando a mesma da carga proposta.

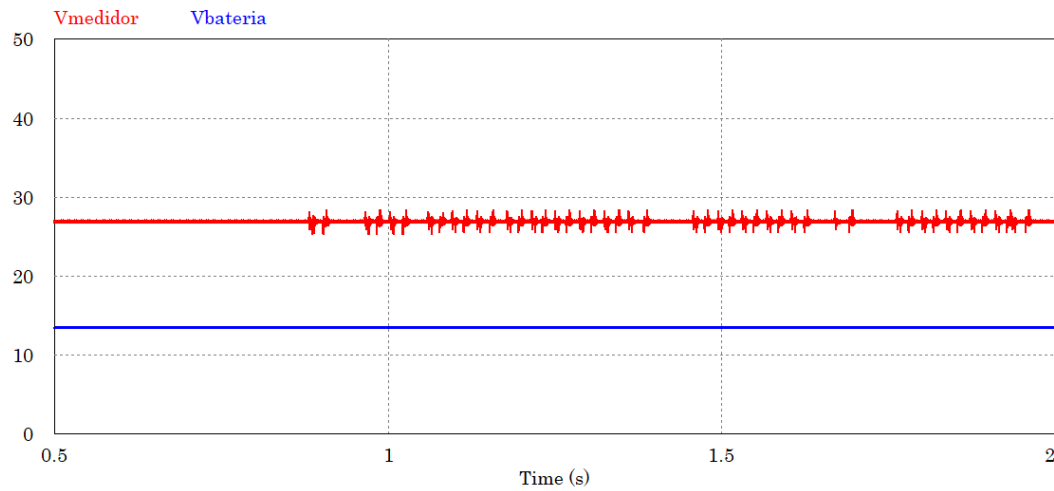
Figura 5.13 – Conversor Boost simulado no software PSIM.



Fonte: Próprio autor

Para uma tensão máxima de 13,5 V na bateria como mostra a Figura 5.14, a tensão no medidor se encontra dentro da faixa de valores proposta pelo fabricante, apresentando uma tensão média de 27 V, menor que a máxima de 30 V. Isso mostra que com a limitação da tensão máxima na bateria, o equipamento não tem risco de ser danificado

Figura 5.14 – Tensão no medidor Siemens® para entrada de 13,5 V.



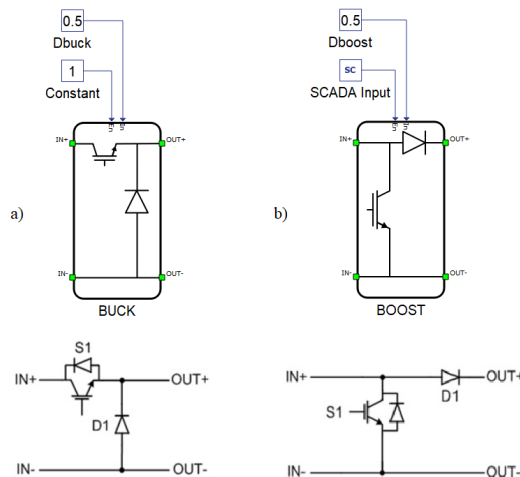
Fonte: Próprio autor

Como a carga do módulo GPRS está em paralelo com a bateria, assumirá a tensão da mesma. Os limites de tensão do medidor se encontram entre 9 V e 28 V, como dito no Capítulo 2. Dessa forma também não há risco de danificar o equipamento, pois a bateria nunca atingirá valores inferiores à 10,5 V e superiores à 13,5 V.

5.4 IMPLEMENTAÇÃO DOS CONVERSORES NO SOFTWARE TYPHOON HIL

O software já conta com alguns modelos de conversores, dentre eles o Buck e o Boost. É possível localizá-los dentro da biblioteca *Converters*. A ilustração dos conversores é apresentada na Figura 5.15.

Figura 5.15 – Ilustração dos conversores a) Buck e b) Boost do software Typhoon HIL.

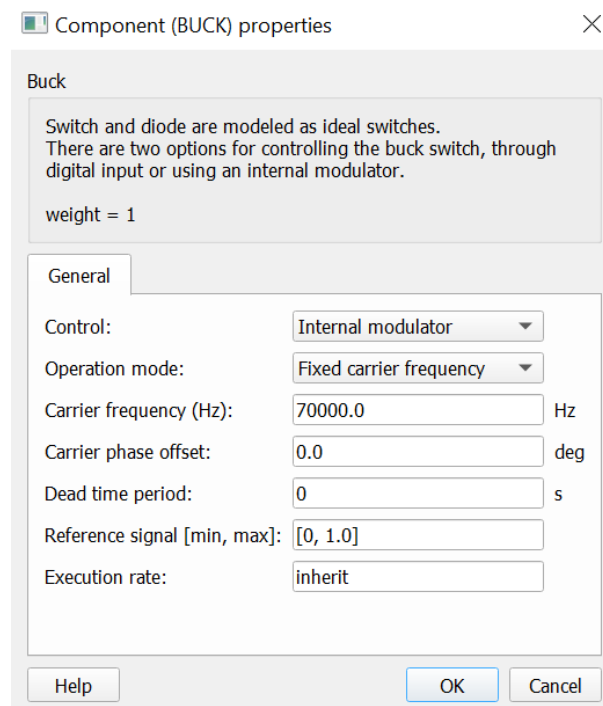


Fonte: Próprio autor

Na parte superior dos conversores há duas entradas, uma intitulada *Enable* e outra *In*. Quando o modulador interno for selecionado, habilita-se ou não a chave pela entrada *Enable* e controla-se a razão cíclica da chave pela entrada *In*. Outra possibilidade é habilitar o funcionamento da chave diretamente pela interface *SCADA*. Nesse caso, no lugar de uma constante na entrada *Enable*, insere-se o componente *SCADA Input*, como mostra a Figura 5.15 b).

A Figura 5.16 mostra as opções de configuração dos conversores. Ambos são configuráveis da mesma maneira.

Figura 5.16 – Janela de configuração do conversor Buck.



Fonte: Próprio autor

- **Control:** Aqui pode-se optar por controlar o conversor através de entradas digitais ao utilizar o HIL, ou controlar pelo modulador interno, de forma *offline*. No projeto utilizamos o modulador por não contarmos com o HIL em laboratório.
- **Operation mode:** Nesse item pode-se selecionar a opção de utilizar a portadora com frequência fixa ou variável. Para o projeto, utilizou-se a portadora com frequência fixa.
- **Carrier frequency:** Caso a escolha do item anterior seja de uma portadora fixa, aqui seleciona-se a frequência desejada.

Como mostrado no Capítulo 5, a frequência de comutação utilizada em ambos os conversores é de 70 kHz .

- **Carrier phase offset:** É possível inserir um *offset* na fase da portadora. Para o projeto, este valor foi mantido em zero.
- **Dead time period:** O tempo morto, utilizado para evitar o curto-circuito da fonte por condução simultânea de chaves pode ser adicionado nesse campo. Utilizou-se um tempo morto igual a zero.
- **Reference signal:** O sinal de referência da portadora utilizado no projeto é de $[0,1]$.
- **Execution rate:** Esse é o tempo de execução do conversor. Na forma “inherit” o programa executa no passo que julgar necessário.

Vale ressaltar que o tempo de execução pode ser modificado, porém deve estar de acordo com o tempo de execução de componentes que dependem do conversor, e de componentes dos quais o conversor depende.

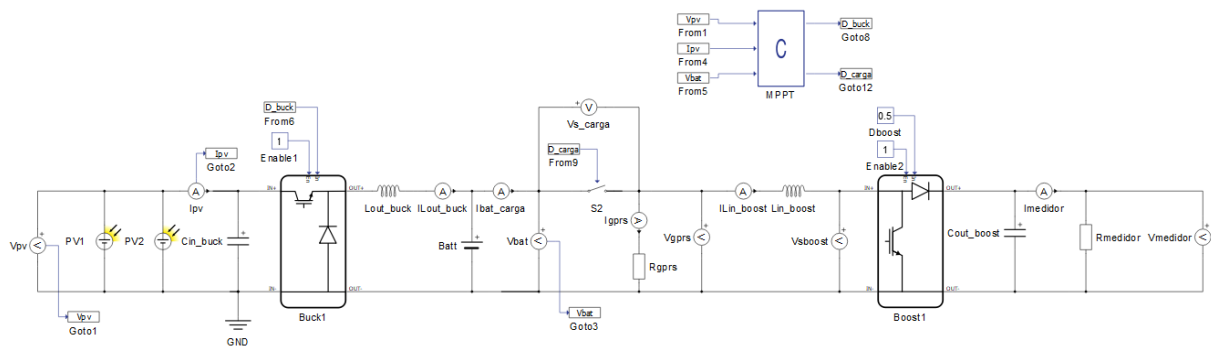
De todas as configurações supracitadas, o único ponto que difere do que foi aplicado no projeto é o valor de razão cíclica do conversores Buck, pois sua razão é controlada de acordo com a seção 5.2. Além disso, a chave é habilitada pelo esquemático.

6 RESULTADOS OBTIDOS NO SOFTWARE TYPHOON HIL

Pretende-se neste capítulo validar os cálculos realizados. Para isso, serão verificados o comportamento da potência no painel fotovoltaico, bem como tensão e corrente na bateria durante o processo de carga e descarga. Além disso, os valores de tensão e corrente no módulo GPRS e no medidor.

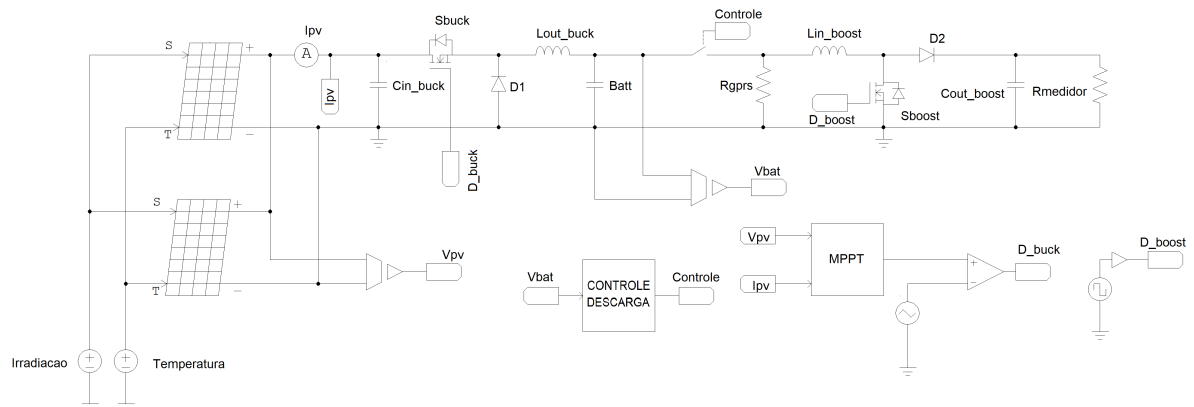
O circuito implementado no Typhoon HIL é apresentado na Figura 6.1, idêntico ao implementado no PSIM, como mostra a Figura 6.2.

Figura 6.1 – Circuito completo implementado no Typhoon HIL.



Fonte: Próprio autor

Figura 6.2 – Circuito completo implementado no PSIM.



Fonte: Próprio autor

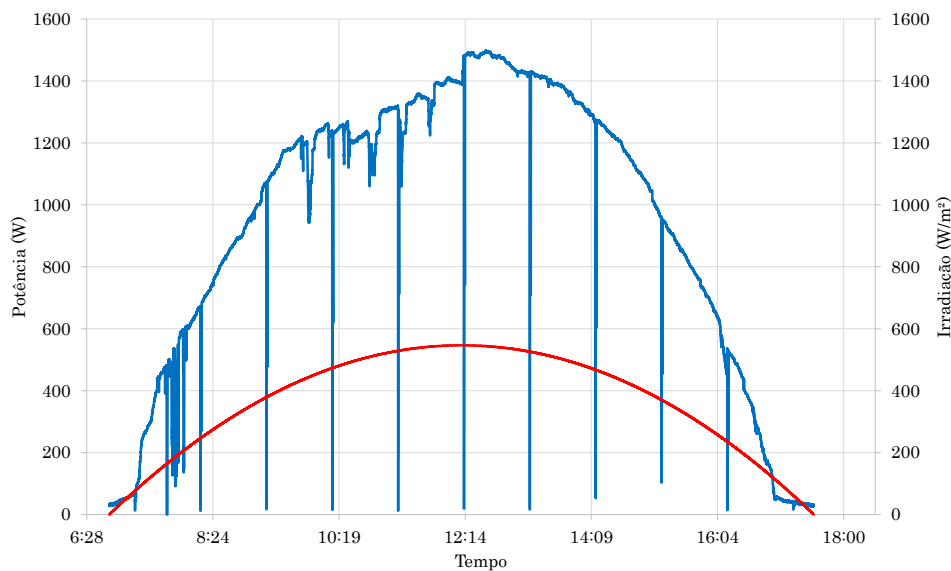
Os valores dos componentes permanecem inalterados de um software para o outro, assim como toda a lógica de programação. Apenas o comportamento da radiação será redefinido.

6.1 CONSIDERAÇÕES

Uma curva de potência na saída do inversor solar foi obtida no laboratório CMEAR (Célula de Pesquisa em Microrredes de Energias Alternativas e Renováveis), do campus CCT da UDESC, através do trabalho proposto por Eichstadt (2018). O comportamento apresentado se refere à potência nos painéis do laboratório, no dia 20 de abril de 2018.

A curva de irradiação utilizada é mostrada em vermelho na Figura 6.3.

Figura 6.3 – Curva de irradiação sob os módulos do laboratório.



Fonte: (EICHSTADT, 2018)

A equação que representa a curva em vermelho é dada pela expressão (6.1), onde tempo é dado em segundos.

$$Irradiação = -3,81 \cdot 10^{-6} \cdot tempo^2 + 0,33 \cdot tempo - 5918,06 \quad (6.1)$$

Como a equação que representa a irradiação é de segundo grau, a mesma contém uma região negativa. Dessa forma, na lógica utilizada na simulação, a curva irá apresentar esse comportamento para tempo maior que 24564 segundos e menor que 63164 segundos, valores referentes às 6:49h da manhã e 17:32h da tarde respectivamente. Além disso, o tempo relacionado à esta equação se refere à 24 horas, mas como esse comportamento

escalonado deve ocorrer no período de 1 hora, uma compressão da curva no tempo foi realizada.

Devido ao escalonamento, o tempo real em que esse comportamento deve aparecer será de 4:17h à 4:44h na simulação, como mostram as Equações (6.2), (6.3), (6.4) e (6.5).

$$tempo - inicial_{escalonado} = \frac{24564}{24} = 1023,5s \quad (6.2)$$

$$tempo - final_{escalonado} = \frac{63164}{24} = 2631,8s \quad (6.3)$$

Como 1 hora é composta por 60 minutos, e cada minuto por 60 segundos, 4 horas de autonomia representam 14400 segundos. Assim, a partir da quinta hora de simulação, o comportamento da curva de irradiação deve ocorrer. Os tempos de início e final da curva escalonados para a quinta hora, são definidos como as Equações (6.4) e (6.5).

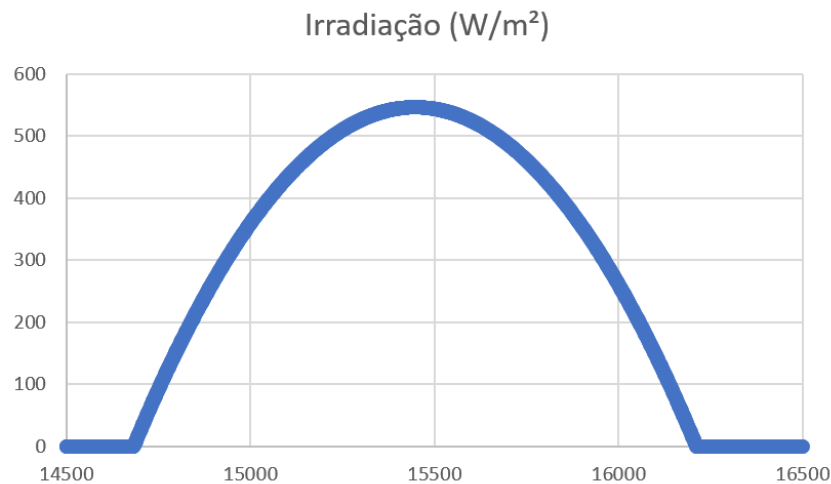
$$tempo - inicial_{real} = 4 \cdot 60 \cdot 60 + 1023,5 = 15423,5 = 4 : 17h \quad (6.4)$$

$$tempo - final_{real} = 4 \cdot 60 \cdot 60 + 2631,8 = 17031,8s = 4 : 44h \quad (6.5)$$

6.2 FORMAS DE ONDA

Inicialmente verificou-se a curva de irradiação proposta pela Equação (6.1), para atestar que a mesma estava corretamente aplicada ao sistema, como mostra a Figura 6.4.

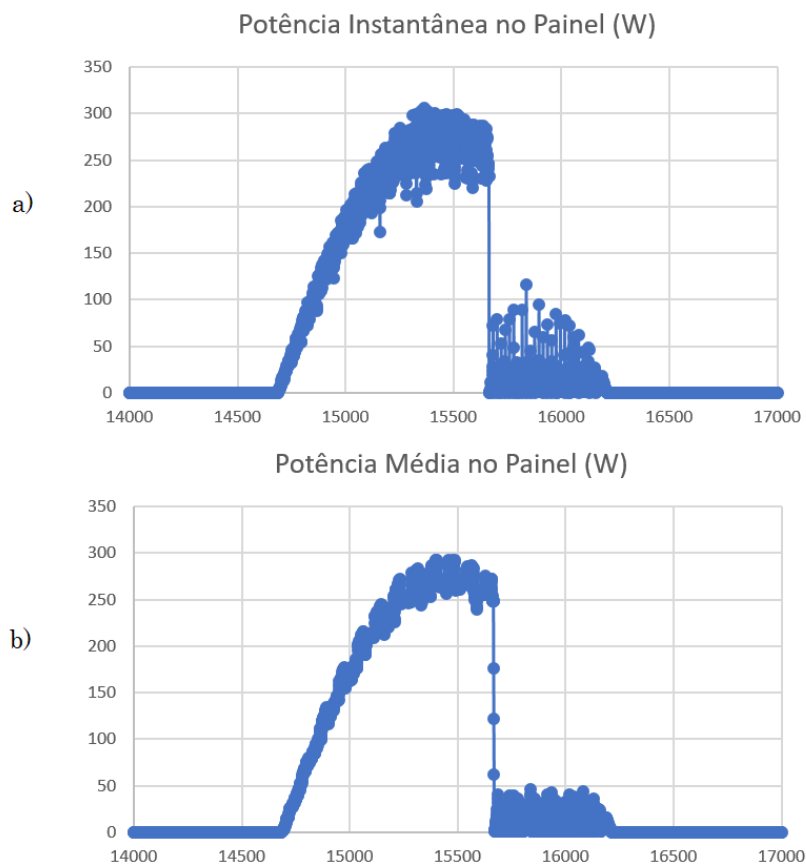
Figura 6.4 – Curva de irradiação utilizada na simulação.



Após isso, é possível então visualizar a curva de potência gerada pelo painel. Como previsto, só haverá o fornecimento de potência quando houver irradiação, ou enquanto a tensão na bateria não alcançar a tensão máxima de 13,5 V. Isso pode ser observado na Figura 6.5, onde após 15000 segundos, a tensão da bateria excede o máximo, e o fornecimento de corrente pelo módulo é cortado. Além disso, a Figura 6.5 também faz um comparativo entre a potência real fornecida pelo módulo, chamada de instantânea, e a potência após a aplicação da média móvel.

É visível que mesmo com a aplicação do algoritmo de MPPT, ainda há uma oscilação indesejável na potência máxima fornecida, como mostra a Figura 6.5 a). Porém, a otimização deste algoritmo, não é considerada como o escopo do trabalho, visto que o objetivo principal é a validação do sistema através da simulação em HIL.

Figura 6.5 – Curvas de potência no painel. a) Instantânea. b) Média.



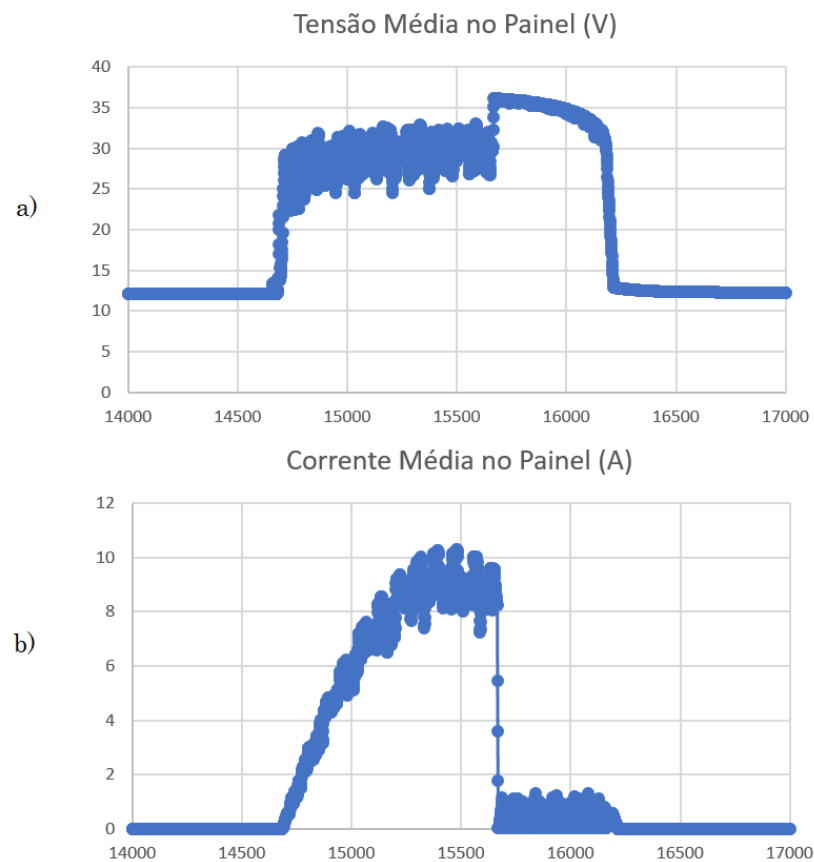
Próprio autor

Outro ponto importante na Figura 6.5, é que a máxima potência fornecida pelos módulos Canadian[®] CS6P260W não é de 520 W, visto que o mesmo está trabalhando em uma condição de irradiação diferente da STC, que é de 1000 W/m². Nesse caso, pode ser visto pela Figura 6.4 que a máxima irradiação é em torno de 545 W/m², dessa forma,

para esse valor de irradiação, a máxima potência que o módulo poderá fornecer é de 283 W, validada pela Figura 6.5.

Como pode-se observar no item b) da Figura 6.6, o comportamento da curva de potência segue o da corrente no painel. O valor máximo da corrente, como esperado, não segue a corrente de máxima potência do painel, pelo mesmo motivo da potência máxima fornecida não ser a do ponto de máxima potência.

Figura 6.6 – Curvas do comportamento do painel. a) Tensão. b) Corrente.

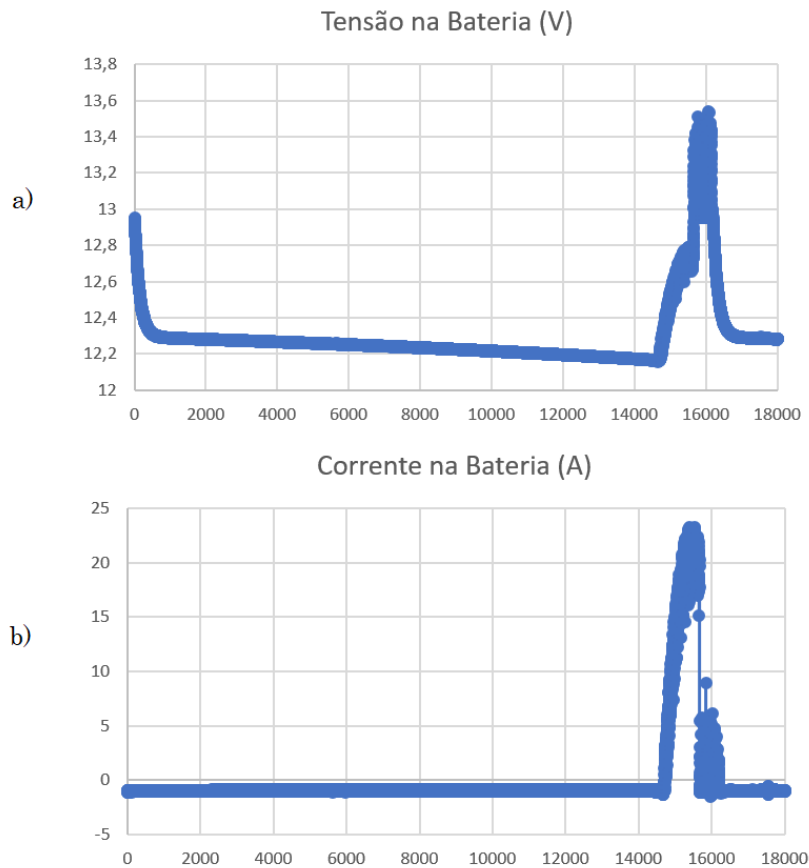


Próprio autor

Seguindo o fluxo do sistema apresentado na Figura 6.1, outro ponto a ser abordado é a tensão e corrente na bateria, a fim de verificar se a mesma teve capacidade de fornecer energia para as cargas durante as quatro primeiras horas de autonomia, e ser carregada na quinta hora.

Os resultados podem ser vistos na Figura 6.7.

Figura 6.7 – Curvas do comportamento da bateria. a) Tensão. b) Corrente.



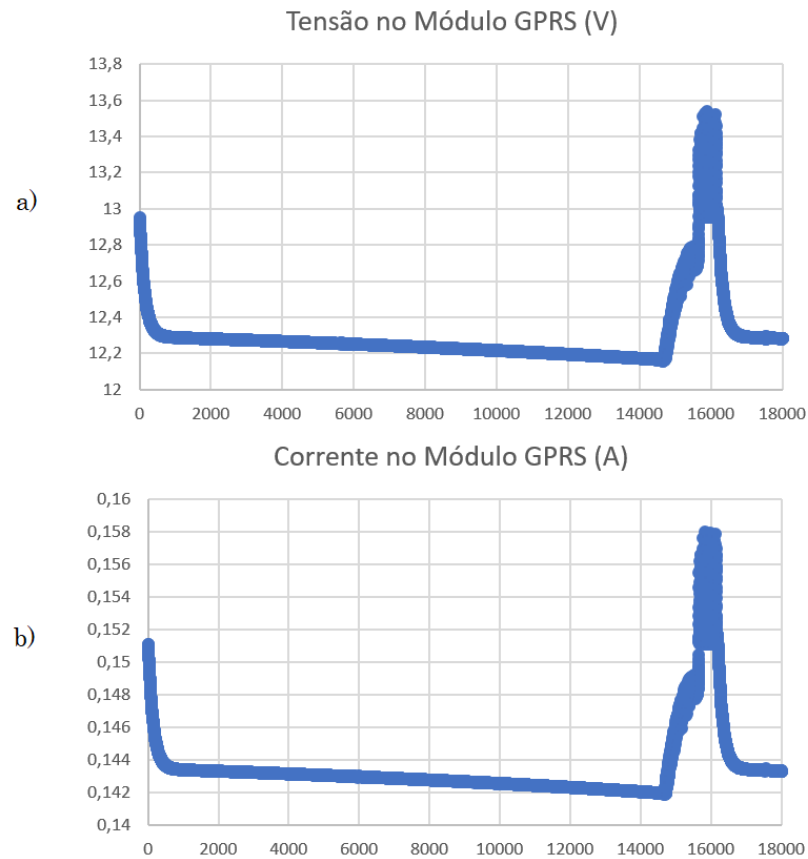
Próprio autor

A tensão da bateria GetPower[®] para um estado de carga de 100% é de 12,95 V, enquanto que para 70% é de 12,17 V. Dessa forma, analisando o item a) da Figura 6.7, percebe-se que até o início do processo de carga, que ocorre em 15423 segundos, a tensão da mesma chega em torno de 12,15 V. No Capítulo 3, a bateria foi projetada para ter uma descarga de 30%, sendo esta especificação atendida, como mostra a Figura 6.7. Após esse período, o processo de carga se inicia. A bateria alcança a tensão de flutuação de 13,5 V, num período de aproximadamente 17 minutos. Um dos fatores que explica a recarga rápida, é que a potência exigida pela bateria é inferior à calculada no trabalho. Como visto nos cálculos de projeto do painel no Capítulo 4, a energia necessária para carregá-la é de 54 Wh, e o conjunto de painéis fornece uma energia 76,7 Wh.

A corrente da bateria, apresenta o comportamento esperado. Nas quatro primeiras horas de autonomia, sua corrente é negativa, indicando que a mesma está fornecendo energia para as cargas. A partir do momento em que há presença de irradiação, a corrente se torna positiva, indicando então o processo de carga.

Analisando então os valores de tensão e corrente nas cargas, com o objetivo de verificar se os aparelhos estão alimentados de forma correta, tem-se as Figuras 6.8 e 6.9.

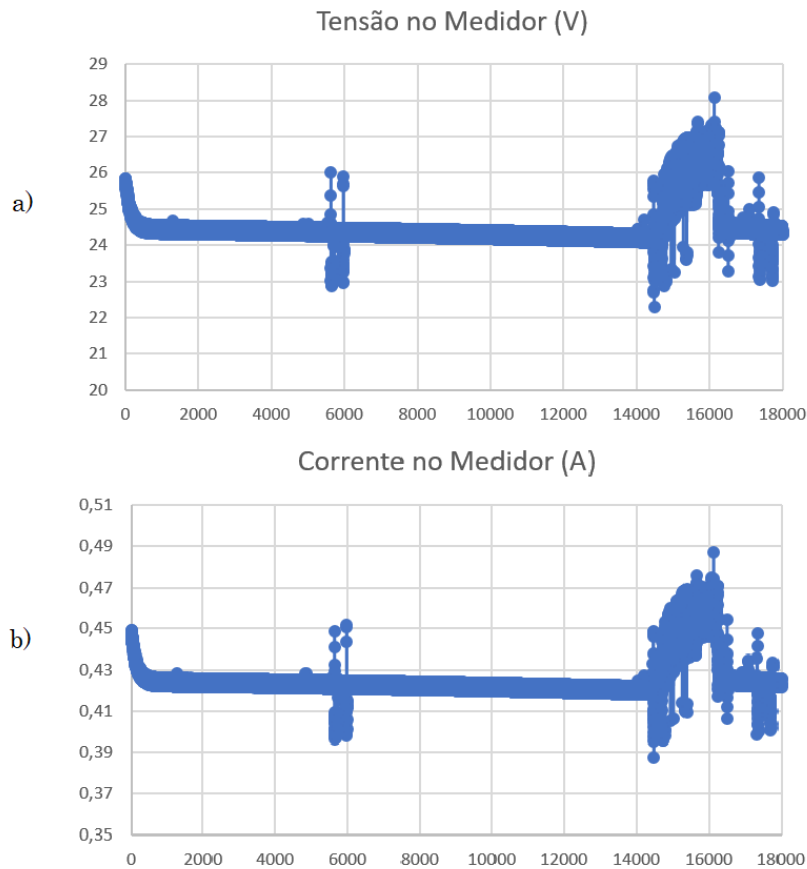
Figura 6.8 – Curvas do comportamento do módulo GPRS. *a)* Tensão. *b)* Corrente.



Próprio autor

Como esperado, a tensão no módulo GPRS será igual a da bateria, visto que essa carga se encontra em paralelo com a mesma. A média da corrente no módulo é de 143,43 mA, sendo que a especificada no projeto era de 140 mA.

Figura 6.9 – Curvas do comportamento do medidor. *a)* Tensão. *b)* Corrente.



Próprio autor

Já os valores médios de tensão e corrente no medidor são de 24,37 V e 423,10 mA respectivamente. No projeto, para uma potência de 10 W no medidor, o valor médio de corrente para uma tensão de 24 V era de 416,7 mA.

Como observado nas Figuras 6.8 e 6.9, os valores de tensão e corrente nas cargas estão de acordo com os valores projetados. É importante ressaltar que não só os valores médios são importantes, mas também os máximos e mínimos, visto que caso estes seja ultrapassados, os equipamentos podem ser danificados.

Para o módulo GPRS, a faixa de tensão de operação é de 9 V à 28 V, consequentemente os valores de corrente são de 60 mA e 186,7 mA. Como mostra a Figura 6.8, os resultados garantem o correto funcionamento do equipamento. Para o medidor, o mesmo ocorre, visto que para uma faixa de tensão de 19 V à 30 V, a corrente no equipamento pode ir de 333,3 mA à 526,3 mA.

7 CONCLUSÃO

Várias análises já foram realizadas conforme os resultados foram sendo obtidos. Porém, conclusões adicionais podem ser efetuadas.

Conforme visto no Capítulo 6, os resultados obtidos são muito satisfatórios, partindo do princípio que o sistema de fato entrega energia para a carga durante a autonomia de 4 horas proposta.

Além disso, a carga da bateria é realizada dentro do período de 1 hora, mas não em 1 hora, e sim em torno de 17 minutos. Isso pode ser explicado, pela escolha de um módulo que forneça energia superior à necessária. Essa seleção ocorreu devido à escolha de componentes que apresentassem valores comerciais, objetivando entregar um sistema real, que não necessitasse de adaptações. Por esse motivo, uma solução seria reorganizar o arranjo para o fornecimento de menos energia.

Outro fator que pode ter levado à esse resultado, é a irradiação considerada. Para os cálculos, considerou-se os dados sintéticos obtidos pela NASA (2018), porém na simulação no Typhoon HIL, a irradiação considerada foi obtida a partir de uma medição real em laboratório.

Ainda além, sabemos que o arranjo do laboratório geraria 2600 W sob as condições da STC (1000 W/m^2 à 25°C). Como visto na Figura 6.3, a potência máxima lida pela inversor foi de 1500 W. Sob as mesmas condições da STC a irradiação obtida e utilizada foi de 577 W/m^2 . Porém, não é possível garantir que o arranjo operou sob essas condições, visto que não possuímos os dados de temperatura sob os módulos no dia da medição.

Por outro lado, se analisarmos a tabela 4.5, percebe-se que a média diária do mês de abril é muito superior à do mês de julho. Devido à isso, se optarmos por reorganizar o arranjo fotovoltaico para que o mesmo forneça menos energia, é provável que não garantiremos energia para a bateria nesse mês. Mesmo julho sendo o mês com a pior condição de irradiação em Joinville, o mês de abril foi escolhido a fim de utilizarmos na simulação um comportamento mais real da irradiação, visto que a curva utilizada neste trabalho é baseada no trabalho de Eichstadt (2018).

Cabe explicitar aqui, que normalmente nenhum sistema trabalha com uma autonomia tão baixa, como a de 4 horas proposta neste trabalho. Considerou-se esse valor, de maneira que a mesma pudesse ser validada no Typhoon HIL. Como dito no Capítulo 1, o software tem a proposta de simular em tempo real, dessa forma se tornaria inviável para este trabalho lidar com uma autonomia muito grande. Porém, se o sistema proposto é

uma solução para 4 horas de descarga e 1 hora de carga da bateria, teoricamente ele será efetivo para qualquer outra autonomia desejada, caso seja escalonado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ATIVA SOLUÇÕES. **Marthe GPRS/3G A800: Gerenciamento remoto inteligente via rede celular GSM/GPRS/EDGE/3G**. 2018. <<http://www.ativasolucoes.com.br/produtos-conectividade-gprs3g>>. Acesso em 27 de mar de 2017.
- BAJRACHARYA, Q. **Dynamic modeling, monitoring and control of energy storage system**. Dissertação (Mestrado) — Karlstad University, Karlstad, Suécia, 2013.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC básicos não isolados**. 2. ed. Florianópolis, Brasil: Edição do autor, 2006. 15-69 p.
- BOSCH. **Manual de baterias - BOSCH**. 2007. <http://br.bosch-automotive.com/media/parts/download_2/baterias/Manual_de_Baterias_Bosch_6_008_FP1728_04_2007.pdf>. Acesso em 15 de dez de 2017.
- CHAN, H. L. A new battery model for use with battery energy storage systems and electric vehicles power systems. In: **2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37077)**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 470–475 vol.1.
- COELHO, R. F.
Estudo dos conversores buck e boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2008.
- CRESESB. **Energia solar: princípios e aplicações**. 2006. <http://www.cresesb.cepel.br/download/tutorial/tutorial_solar_2006.pdf>. Acesso em 03 de jul de 2017.
- CUN, J. P.; FIORINA, J. N.; FRAISSE, M.; MABBOUX, H. The experience of a ups company in advanced battery monitoring. In: **Telecommunications Energy Conference, 1996. INTELEC '96., 18th International**. [S.l.: s.n.], 1996. p. 646–653.
- DOMINGUES R. Z.; MATENCIO, T. V. A. M. G. **Condutividade elétrica em soluções iônicas**. 2013. <http://www.ufjf.br/quimicaead/files/2013/09/FQ_II_Condutividade.pdf>. Acesso em 23 de dez de 2017.
- EICHSTADT, G.
Sistema de comunicação de dispositivos em uma microrrede de energia — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2018.
- FARRET, F. A.; G., S. M. **Integration of alternative sources of energy**. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2006. 130 p.
- FARRET, F. A.; LENZ, J. M.; TRAPP, J. G. New methodology to determinate photovoltaic parameters of solar panels. **COBEP - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência**, 2011. 2011.

FREEDOM. **Manual técnico - FREEDOM**. 2008. <<http://www.logik.com.br/download/ManualTecnicoBateriasFreedom.pdf>>. Acesso em 24 de out de 2017.

GOW J. A.; MANNING, C. D. Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, 1999. v. 146, n. 2, p. 193–200, Mar 1999. ISSN 1350-2352.

KULARATNA, N. Dynamics and modeling of rechargeable batteries: What electrochemists? work tells the electronic engineers. **IEEE Power Electronics Magazine**, 2014. v. 1, n. 4, p. 23–33, Dec 2014. ISSN 2329-9207.

LI, S.; KE, B. Study of battery modeling using mathematical and circuit oriented approaches. In: **2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–8. ISSN 1932-5517.

MATOS, M. R. S. **Estudo e estimação de parâmetros de um modelo eléctrico de bateria**. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, Portugal, 2010.

NASA. **NASA Surface Meteorology and Solar Energy**. 2018. <<https://power.larc.nasa.gov/>>. Acesso em 2 de mar de 2018.

NEWMAN J.; DOYLE, M. T. K. E. **Introduction of dualfoil.f**. 2002. <http://www.cchem.berkeley.edu/jsngrp/fortran_files/dualfoilfaq.pdf>. Acesso em 08 de jan de 2018.

OGAWA, V. G. C. **Proposta de identificação dos parâmetros do modelo de bateria para uso na modelagem de sistemas de partida de veículos automotivos**. Dissertação (Mestrado) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil, 2011.

OLIVEIRA, A. F.

Modelagem, parametrização e otimização de baterias chumbo-ácido em aplicações ferroviárias via análise de *big data* — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Brasil, 2016.

OMEGA ENGENHARIA. **Diferença entre medidores de vazão ultrassônicos por efeito Doppler e tempo de trânsito**. 2018. <<https://br.omega.com/artigos-tecnicos/dif-between-doppler-transit-time-ultrasonic-flow-meters.html>>. Acesso em 23 de mar de 2018.

PAIVA, A. F.

Metodologia de comparação de diferentes tecnologias de módulos fotovoltaicos para implementação em uma usina experimental de 6kWp. — UDESC - Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2013.

PEREIRA, N. M. C. **Simulação de regimes de carga e descarga em baterias**. Dissertação (Mestrado) — Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Lisboa, Portugal, 2016.

RAO, R.; VRUDHULA, S.; RAKHMATOV, D. N. Battery modeling for energy aware system design. **Computer**, 2003. v. 36, n. 12, p. 77–87, Dec 2003. ISSN 0018-9162.

SEDRA, A. S. S. K. **Microeletrônica**. [S.l.]: Prentice Hall, 2007.

SHEPHERD, C. M. Design of primary and secondary cells: An equation describing battery discharge. **Journal of Electrochemical Society**, 1965. v. 112, n. 7, p. 657–664, 1965.

SIEMENS. **Sitrans FUS60**. 2018. <<https://w3.siemens.com/mcms/sensor-systems/en/process-instrumentation/flow-measurement/ultrasonic-flow-meter/inline-flow/industry/Pages/sitrans-fus060.aspx>>. Acesso em 30 de mar de 2018.

STEIN, F. G.

Conversão de energia solar fotovoltaica com rastreamento de máxima potência aplicado ao conversor boost — UDESC - Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2012.

TREMBLAY, O.; DESSAINT, L. A.; DEKKICHE, A. I. A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles. In: **2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 284–289. ISSN 1938-8756.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R. **Energia solar fotovoltaica: conceitos e aplicações**. São Paulo, Brasil: Érica, 2013. 65-72 p.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, R. E. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2009. v. 24, n. 5, p. 1198–1208, May 2009. ISSN 0885-8993.

APÊNDICE A – Cálculo dos componentes de um sistema com 4 dias de autonomia e 1 dia de recarga da bateria

Neste apêndice encontram-se os cálculos para o dimensionamento de um sistema com 4 dias de autonomia e 1 dia para a recarga da bateria. A explicação do equacionamento, bem como alguns detalhes de seleção dos componentes se encontram no corpo deste trabalho, aqui tem-se apenas os cálculos e resultados de forma mais direta.

A.1 BATERIA

Partindo do princípio de que a carga será mantida como a mesma, inicia-se os cálculos a partir da bateria, como a seguir.

Tabela A.1 – Potência do medidor de vazão e do módulo GPRS - 4 dias

Potência do medidor	10 W
Potência do módulo GPRS	1,68 W
Profundidade de descarga	30%
Autonomia	4 dias = 96 horas

Fonte: Próprio Autor

Energia consumida pela carga:

$$E_c = (P_{medidor} + P_{gprs}) \cdot autonomia = (10 + 1,68) \cdot 96 = 1,12kWh \quad (A.1)$$

Número de baterias em série:

$$N_{bs} = \frac{V_{banco}}{V_{bateria}} = \frac{12}{12} = 1 \quad (A.2)$$

Capacidade da bateria:

$$C_{bateria} = \frac{E_c}{DoD \cdot V_{banco}} = \frac{1120}{0,3 \cdot 12} = 311Ah \quad (A.3)$$

A bateria selecionada para este caso, é a Freedom[®] DF3000. Esta é de chumbo ácido, com capacidade nominal de 170 Ah.

Número de baterias em paralelo:

$$N_{bp} = \frac{C_{banco}}{C_{bateria}} = \frac{311}{170} = 1,83 \quad (A.4)$$

Nesse caso, opta-se pela utilização de 2 baterias em paralelo.

A.2 MÓDULO FOTOVOLTAICO

Para essa seção, será considerada a mesma condição de irradiação presente no corpo deste trabalho.

Tabela A.2 – Dados da carga e da bateria projetadas - 4 dias

Tensão da bateria	12 V
Capacidade da bateria	170 Ah
Número de baterias em paralelo	2
Profundidade de descarga	30%
Energia consumida pela carga	1120 Wh

Fonte: Próprio Autor

Energia necessária para carregar a bateria:

$$E_b = C_{bat} V_{bat} N_b D_o D = 170 \cdot 12 \cdot 2 \cdot 0,3 = 1224 Wh \quad (A.5)$$

Energia necessária para carregar a bateria + energia para a carga durante 1 dia:

$$E_n = E_b + E_{carga} = 1224 Wh + (11,68) \cdot 24 Wh = 1504 Wh \quad (A.6)$$

O módulo selecionado para este caso, é o Canadian[®] CS6U330W, com as especificações apresentadas na tabela abaixo.

Tabela A.3 – Dados fornecidos no *datasheet* do módulo Canadian[®] CS6U330W - 4 dias

Fabricante	Canadian [®]
Modelo	CS6U330W
V_{oc}	45,6 V
I_{sc}	9,45 A
V_{mpp}	37,2 V
I_{mpp}	8,56 A
P_{mpp}	330 W
K_I	0,05%/°C
K_V	-0,31%/°C
η	16,97%
Área do módulo	1,944m ²
Número de células	72

Fonte: Próprio Autor

Energia produzida pelo módulo:

$$E_p = Irradiação \cdot A_{módulo} \cdot \eta = 3540 \cdot 1,944 \cdot 0,1697 = 1168 Wh \quad (A.7)$$

Número de módulos necessários:

$$N_p = \frac{E_n}{E_p} = \frac{1504}{1168} = 1,3 \quad (A.8)$$

Como o valor deve ser inteiro, utilizaremos 2 módulos Canadian[®] CSUP330W. Dessa forma, a energia fornecida pelo arranjo passa a ser o dobro, sendo esse valor de 2336 Wh.

A.3 CONVERTOR BUCK

A partir dos dados da Tabela A.4, os valores dos componentes podem ser calculados como a seguir.

Tabela A.4 – Parâmetros utilizados para o projeto do conversor buck - 4 dias

Sigla	Significado	Valor
P_{in}	Potência de entrada [W]	660
V_{in}	Tensão de entrada [V]	37,2
I_{in}	Corrente de entrada [A]	8,78
V_{out}	Tensão de saída [V]	12
η	Rendimento	0,95
f_s	Frequência de comutação [kHz]	70
ΔV_{Cin}	Máxima ondulação da tensão de entrada	0,1 V_{in}
ΔI_{Lin}	Máxima ondulação da corrente de entrada	0,1 I_{in}
ΔI_{Lout}	Máxima ondulação da corrente de saída	0,1 I_{out}

Fonte: Próprio Autor

Potência de saída:

$$P_{out} = \eta P_{in} = 0,95 \cdot 660 = 627W \quad (A.9)$$

Corrente média na bateria:

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{627}{12} = 52,25A \quad (A.10)$$

Capacitor do filtro de entrada:

$$C_{in} = \frac{I_{out}}{4f_s \Delta V_{Cin}} = \frac{52,25}{4 \cdot 70 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 37,2} = 50,16\mu F \quad (A.11)$$

Indutor do filtro de saída:

$$L_{out} = \frac{V_{in}}{4f_s \Delta I_{Lout}} = \frac{37,2}{4 \cdot 70 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 52,25} = 25,43\mu H \quad (A.12)$$

A.4 CONVERTOR BOOST

Como a tensão de entrada permaneceu no mesmo valor de 12V, e a carga foi mantida, as especificações dos componentes desse conversor se mantém as mesmas presentes no corpo deste trabalho. Dessa forma, os cálculos serão omitidos aqui, pois já constam na seção 5.3.1.

APÊNDICE B – Algoritmo utilizado no método P&O e controle de carga e descarga da bateria

Neste apêndice, encontram-se os códigos utilizados para realizar as simulações no software PSIM e Typhoon HIL.

```
// Declaracao das variaveis utilizadas no programa
static double Ipv,Vpv;
static double Vbat=0,Pant=0,Dbatt=0,Dmppt=0,Dmppt_ref=0.323;
static double count = 0;
static double time = 0;
static double count_mm = 0;
static double time_mm = 0;
const double T = 0.01;
const double T_mm = 0.001;
const int N = 9;
static double Vpv_buffer[11];
static double Ipv_buffer[11];
static double Vpv_mm = 0;
static double Ipv_mm = 0;
static double Ppv_mm = 0;
static double dD = 0;
const double Vmax=13.5, Vmin=10.5;
double deltaD=0.001;
double Dmin=0, Dmax=1;

// Etapa 1 - Contagens
count ++;
time = count * deltt;

count_mm ++;
time_mm = count_mm * deltt;
// Etapa 2 - Executa a media movel da tensao e da corrente
if(time_mm>T_mm){
    count_mm = 0;
    Vpv_buffer[0] = Vpv;
    Ipv_buffer[0] = Ipv;

    Vpv_mm = Vpv_mm - Vpv_buffer[9]/N + Vpv_buffer[0]/N;
    Ipv_mm = Ipv_mm - Ipv_buffer[9]/N + Ipv_buffer[0]/N;

    int i;
    for(i=9; i>0; i--){
        Vpv_buffer[i] = Vpv_buffer[i-1];
        Ipv_buffer[i] = Ipv_buffer[i-1];
    }
}

Ppv_mm = Vpv_mm*Ipv_mm;

// Etapa 3 - Executa o MPPT a cada 10ms
if(time>T){
    count = 0;
    dD = Dmppt - Dmppt_ref;
```

```

Dmppt_ref = Dmppt;

if (Ppv_mm>Pant)
{
    if (dD > 0)
    {
        Dmppt=Dmppt+deltaD;
    }
    else
    {
        Dmppt=Dmppt-deltaD;
    }
}
else
{
    if (dD > 0)
        Dmppt=Dmppt-deltaD;
    else
    {
        Dmppt=Dmppt+deltaD;
    }
}

Pant=Ppv_mm;

if (Dmppt<Dmin) Dmppt=Dmin;
if (Dmppt>Dmax) Dmppt=Dmax;

//Controle de carga e descarga da bateria

if (Vbat>Vmax) {
    D_carga = Dmax;
    Dbatt = Dbatt - deltaD;
}
else
{
    if (Vbat>Vmin && Vbat<Vmax)
    {
        D_carga = Dmax;
        Dbatt = Dbatt + deltaD;
    }
    else
    {
        D_carga = Dmin;
        Dbatt = Dbatt + deltaD;
    }
}

if (Dbatt<Dmin) Dbatt = Dmin;
if (Dbatt>Dmax) Dbatt = Dmax;

if (Ppv_mm==0) {
    D_buck = Dmin;
}
else{

```

```
if (Dn>Dc) D_buck = Dc;  
if (Dn<Dc) D_buck = Dn;  
}
```