

Leonardo Kessler Slongo

**CIRCUITOS COLETORES DE ENERGIA SOLAR PARA SISTEMAS  
EMBARCADOS DE BAIXO CONSUMO**

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

Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina:

Prof. Dr. Eduardo Augusto Bezerra

Coorientador

Universidade Federal de Santa Catarina:

Prof. Dr. Antônio Augusto Fröhlich

Florianópolis

2013

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor através do  
Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Slongo, Leonardo Kessler  
Circuitos coletores de energia solar para sistemas  
embarcados de baixo consumo / Leonardo Kessler Slongo ;  
orientador, Eduardo Augusto Bezerra ; co-orientador,  
Antônio Augusto Fröhlich. - Florianópolis, SC, 2013.  
118 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Sistemas embarcados. 3.  
Coleta de energia solar. 4. Rastreador do ponto de máxima  
potência (MPPT). 5. Baixo consumo de energia. I. Bezerra,  
Eduardo Augusto. II. Fröhlich, Antônio Augusto. III.  
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-  
Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Leonardo Kessler Slongo

**CIRCUITOS COLETORES DE ENERGIA SOLAR PARA SISTEMAS  
EMBARCADOS DE BAIXO CONSUMO**

Esta Dissertação foi julgada aprovada para a obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 27 de setembro 2013.

---

Prof. Dr. Patrick Kuo-Peng  
Coordenador  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Dr. Eduardo Augusto Bezerra  
Orientador  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Dr. Antônio Augusto Fröhlich  
Coorientador  
Universidade Federal de Santa Catarina

**Banca Examinadora:**

---

Prof. Dr. Fabian Luis Vargas  
Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul

---

Prof. Dr. Carlos Aurélio Faria Da Rocha  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Dr. Djones Vinicius Lettnin  
Universidade Federal de Santa Catarina



Ao meu Senhor e Salvador Jesus Cristo.



## AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por seu amor incondicional por minha vida. Agradeço a Ele por sua fidelidade. Agradeço por capacitar-me ao longo de minha vida e, mais especificamente, ao longo deste trabalho.

Agradeço aos meus pais, Ademir Slongo e Márcia Kessler, por seu amor, suporte, dedicação e exemplo de perseverança. Agradeço pela educação que me foi dada e pelo esforço despendido ao longo destes anos na minha formação como pessoa.

Agradeço a minha irmãzinha Jaqueline Kessler Slongo por todas as conversas, conselhos e brincadeiras. Agradeço por seu amor e por sua alegria que muitas vezes me contagiou e me incentivou.

Agradeço a minha amada noiva Fernanda Roth Castellano, por estar sempre ao meu lado, em momentos de alegria e de tristeza. Agradeço por sua compreensão e amor, sem você este trabalho teria sido muito mais difícil.

Agradeço ao professor Eduardo Augusto Bezerra pela orientação ao longo deste trabalho. Agradeço pelas discussões técnicas e pelas conversas informais que contribuíram para minha formação.

Agradeço ao professor Antônio Augusto Fröhlich pela oportunidade de trabalhar no Laboratório de Integração de Software e Hardware - LISHA. Agradeço por sua dedicação e esforço para formar pesquisadores. Sou grato pelas reuniões de acompanhamento que muito contribuíram para a realização deste trabalho.

Agradeço a todos os colegas do LISHA por suas contribuições como grupo de pesquisa, mas também pelo companheirismo. Agradeço em especial ao Arliones Stevert Hoeller Junior, pelas discussões técnicas e pelas contribuições diretas no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço ao colegas do laboratório Fotovoltaica pelo fornecimento de dados de irradiância e temperatura. Agradeço em especial ao Engenheiro Lucas Rafael do Nascimento pelas sugestões e contribuições durante os testes dos circuitos coletores de energia solar.

Agradeço ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica pela oportunidade de realizar este trabalho.

Por fim, agradeço aos demais funcionários da UFSC pela dedicação em manter uma instituição de ensino de alta qualidade.





Se o SENHOR não edificar a casa, em vão trabalham os que a edificam; se o SENHOR não guardar a cidade, em vão vigia a sentinela.  
Salmo 127:1

(Deus, 970-700 a.C.)



## RESUMO

A possibilidade de coletar energia do meio ambiente proporcionou aos sistemas embarcados uma nova perspectiva para o gerenciamento de energia. Aplicações de baixo consumo, no entanto, requerem circuitos coletores específicos, os quais possam maximizar a extração de energia de forma eficiente. Esta dissertação apresenta uma análise da eficiência de circuitos coletores de energia solar para plataformas sensoriais de baixo consumo. Dois circuitos foram projetados com o intuito de operar um painel solar o mais próximo possível de seu ponto de máxima potência transferida. O primeiro circuito utiliza a técnica de acoplamento direto, por meio de uma correlação ideal entre o painel solar e a bateria. O segundo circuito faz uso de uma técnica de rastreamento do ponto de máxima potência, implementada por um circuito integrado comercial. O trabalho discute o projeto dos dois circuitos, bem como compara a eficiência dos mesmos para diferentes condições ambientais. Ambos os circuitos possuem um circuito integrado monitor de bateria, o qual é responsável por informar à plataforma sensorial o estado de carga da bateria. Isto proporciona ao sistema embarcado uma maior eficácia no gerenciamento das tarefas a serem executadas pelo processador e periféricos. Os resultados mostram que o circuito de acoplamento direto foi mais eficiente do que o circuito rastreador do ponto de máxima potência, quando testados com uma plataforma sensorial de baixo consumo de energia. Uma análise matemática da energia consumida por ambos os sistemas confirma este resultado. Por fim, os resultados dos testes nortearam os estudos para uma proposta de circuito MPPT voltado à aplicações de baixo consumo de energia. O circuito proposto possui uma técnica de controle em software, utilizando o método *Fractional Open Circuit Voltage*.

**Palavras-chave:** Sistemas embarcados, coleta de energia solar, plataforma sensorial, baixo consumo de energia, rastreador do ponto de máxima potência



## ABSTRACT

Energy harvesting has provided to embedded systems a new perspective on energy management. Low power applications require specific harvesting circuits, which maximize the energy extraction in an efficient way. This dissertation presents an efficiency analysis of solar energy harvesting circuits for sensor platforms. Two circuits were designed in order to operate a solar panel as close as possible to its maximum power point. The first circuit is based on direct coupling technique, matching the solar panel to the batteries. The second one is based on a maximum power point tracker, implemented by an integrated circuit. This work discusses both circuit designs as well as compares circuits efficiency over different environmental conditions. Both circuits are provided with a battery monitoring IC, which is responsible for informing the sensing platform regarding the batteries charge state. This improves the embedded system's capability of managing the tasks to be executed by the processor and peripherals. Results have shown that the direct coupled circuit was more efficient than the MPPT circuit when tested with a low power sensor platform. A mathematical analysis on energy consumption has confirmed the results. Finally, the results have oriented a research on MPPT circuits which led to a MPPT technique dedicated for low power applications. The proposed MPPT control is implemented on software, based on the Fractional Open Circuit Voltage technique.

**Keywords:** Embedded systems, solar energy harvesting, sensor platform, low energy consumption, maximum power point tracker



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Modelo ideal de uma célula fotovoltaica. ....	30
Figura 2	Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica. ....	31
Figura 3	Curvas características de um painel fotovoltaico. ....	32
Figura 4	Heliomote. ....	33
Figura 5	Diferentes valores de $V_{MPP}$ para um painel solar de baixa potência. ....	35
Figura 6	Aproximação da MPP pelo método Perturba e Observa. ....	36
Figura 7	Circuito MPPT Perturba e Observa. ....	37
Figura 8	Ciclos de carga e descarga do capacitor de entrada do circuito MPPT. ....	38
Figura 9	Relação das potências $P_{s1}$ e $P_{s2}$ e da tensão de rastreamento $v_m$ com a tensão de máxima potência $V_{MPP}$ . ....	38
Figura 10	Ciclos de carga e descarga do capacitor de entrada do circuito MPPT. ....	39
Figura 11	Relação entre $V_{OC}$ e $V_{MPP}$ . ....	40
Figura 12	Diagrama da proposta MPPT com célula piloto. ....	41
Figura 13	Diagrama da proposta FOCV. ....	42
Figura 14	Transitório do circuito FOCV. ....	43
Figura 15	Estimativa da energia armazenada por análise da tensão da bateria. ....	45
Figura 16	EPOSMote e Startup. ....	48
Figura 17	Caracterização do painel solar 60 x 60 mm - curva tensão-corrente. ....	50
Figura 18	Caracterização do painel solar 60 x 60 mm - curva potência fornecida. ....	50
Figura 19	Curvas de carga para bateria níquel metal hidreto. ....	52
Figura 20	Diagrama de blocos simplificado do circuito de acoplamento direto. ....	53
Figura 21	Formas de onda do protocolo <i>I-Wire</i> . ....	54
Figura 22	Mapa de memória do DS2438. ....	57
Figura 23	Registrador de temperatura do DS2438. ....	58
Figura 24	Registrador de tensão do DS2438. ....	58
Figura 25	Registrador de corrente do DS2438. ....	59

Figura 26 Caracterização do painel solar 55 x 45 mm - curva tensão-corrente.....	62
Figura 27 Caracterização do painel solar 55 x 45 mm - curva potência fornecida.....	62
Figura 28 Diagrama de blocos simplificado do SPV1040. ....	63
Figura 29 Diagrama de blocos simplificado do circuito coletor de energia solar baseado no CI MPPT.....	64
Figura 30 Esquemático simplificado do bloco MPPT.....	65
Figura 31 Diagrama de blocos simplificado do circuito MPPT proposto. ....	66
Figura 32 Controle de tensão do método MPPT proposto para nível crescente de irradiância solar.....	67
Figura 33 Controle de tensão do método MPPT proposto para nível decrescente de irradiância solar. ....	68
Figura 34 Evolução da tensão da bateria. ....	74
Figura 35 Evolução da carga elétrica armazenada na bateria ao longo do teste. ....	74
Figura 36 Corrente elétrica entregue pelo painel solar. ....	75
Figura 37 Corrente elétrica da bateria.....	75
Figura 38 Irradiância solar ao longo do teste. ....	77
Figura 39 Relação entre corrente elétrica entregue pelo painel solar e irradiância solar.....	77
Figura 40 Variação da temperatura durante o teste. ....	78
Figura 41 Relação entre corrente elétrica e temperatura ao longo do teste. ....	78
Figura 42 Corrente elétrica das baterias durante primeiro teste. ....	79
Figura 43 Corrente elétrica entregue pelos painéis solares durante primeiro teste. ....	80
Figura 44 Tensão das baterias durante primeiro teste. ....	81
Figura 45 Potência entregue pelos painéis solares durante primeiro teste. ....	81
Figura 46 Nível de irradiância solar durante o primeiro teste. ....	82
Figura 47 Nível de irradiância solar durante o segundo teste. ....	82
Figura 48 Corrente elétrica das baterias durante segundo teste.....	83
Figura 49 Corrente elétrica entregue pelos painéis solares durante segundo teste.....	83
Figura 50 Tensão das baterias durante segundo teste. ....	84
Figura 51 Potência entregue pelos painéis solares durante segundo teste. ....	84
Figura 52 Evolução da carga elétrica armazenada na bateria durante pri-	



meiro teste. ....	85
Figura 53 Evolução da carga elétrica armazenada na bateria durante se- gundo teste. ....	85
Figura 54 Eficiência do SPV1040 para tensão de entrada de 1,5 V. ....	87
Figura 55 Eficiência do SPV1040 para tensão de entrada de 2,0 V. ....	88
Figura 56 Eficiência do SPV1040 para tensão de entrada de 2,5 V. ....	88
Figura 57 Código de comunicação via <i>I-Wire</i> . ....	97
Figura 58 Proposta de código MPPT. ....	102
Figura 59 Código de tratamento de dados. ....	103
Figura 60 Esquemático circuito diretamente acoplado. ....	111
Figura 61 Esquemático circuito MPPT implementado com CI. ....	112
Figura 62 Esquemático da proposta de circuito MPPT FOCV. ....	114
Figura 63 Esquemático EPOSMote. ....	117
Figura 64 Esquemático Startup Board. ....	118



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Densidades de potência para diferentes modalidades de coleta de energia.....	29
Tabela 2	Resumo das características elétricas do MC13224V.....	47
Tabela 3	Caracterização experimental do painel solar de 60 x 60 mm. .	51
Tabela 4	Características elétricas de plataformas de baixo consumo de energia.....	51
Tabela 5	Unidades de tempo do protocolo <i>I-Wire</i> .....	54
Tabela 6	Principais funções do protocolo <i>I-Wire</i> implementado em software.....	55
Tabela 7	Principais instruções do DS2438.....	55
Tabela 8	Caracterização experimental do painel solar de 55 x 45 mm. .	63



## LISTA DE SIGLAS

- ADC** Conversor Analógico Digital
- CI** Circuito Integrado
- CPU** Unidade Central de Processamento
- DAC** Conversor Digital Analógico
- EEPROM** *Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory*
- EPOS** *Embedded Parallel Operating System*
- FOCV** *Fractional Open Circuit Voltage*
- I<sup>2</sup>C** *Inter-Integrated Circuit*
- IEEE** *Institute of Electrical and Electronics Engineers*
- ISM** *Industrial, Scientific and Medical radio bands*
- LED** *Light-Emitting Diode*
- LISHA** Laboratório de Integração de Software e Hardware
- MPP** Ponto de Máxima Potência
- MPPT** Rastreador do Ponto de Máxima Potência
- NiMH** Níquel Metal Hidreto
- PCB** Placa de Circuito Impresso
- PFM** Modulação por Frequência de Pulso
- PiP** *Platform in Package*
- PWM** Modulação por Largura de Pulso
- ROM** *Read-Only Memory*
- RSSF** Redes de Sensores Sem Fio
- SPI** *Serial Peripheral Interface*
- SRAM** *Static Random Access Memory*

**UAE** Unidade de Armazenamento de Energia

**UART** *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*

**VMPP** Tensão de Ponto de Máxima Potência

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	25
1.1	OBJETIVOS .....	26
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TEXTO .....	27
<b>2</b>	<b>TRABALHOS RELACIONADOS</b> .....	29
2.1	ENERGIA SOLAR .....	29
2.2	CIRCUITO COLETOR DE ENERGIA SOLAR DE ACOPLAMENTO DIRETO .....	33
2.3	RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA .....	34
<b>2.3.1</b>	<b>Perturba e Observa</b> .....	35
<b>2.3.2</b>	<b>Tensão de Circuito Aberto</b> .....	40
2.4	ESCALONADOR DE TAREFAS CONSCIENTE DE ENERGIA .....	44
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b> .....	47
3.1	EPOSMOTE .....	47
3.2	PROJETO DO CIRCUITO DE ACOPLAMENTO DIRETO ..	48
<b>3.2.1</b>	<b>Hardware</b> .....	49
<b>3.2.2</b>	<b>Software</b> .....	53
3.2.2.1	Protocolo de Comunicação <i>I-Wire</i> .....	53
3.2.2.2	Código .....	55
<b>3.2.3</b>	<b>Testes do Circuito de Acoplamento Direto</b> .....	60
3.3	CIRCUITO COM RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA .....	61
<b>3.3.1</b>	<b>Hardware</b> .....	61
<b>3.3.2</b>	<b>Testes do Circuito com Rastreador do Ponto de Máxima Potência</b> .....	65
3.4	CIRCUITO COM RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA CONTROLADO POR SOFTWARE .....	66
3.5	CÁLCULO DE CARGA ELÉTRICA E DE ENERGIA .....	69
<b>3.5.1</b>	<b>Cálculo de Carga Elétrica</b> .....	69
<b>3.5.2</b>	<b>Cálculo de Energia Líquida Consumida</b> .....	70
<b>4</b>	<b>ANÁLISE DOS RESULTADOS</b> .....	73
4.1	CIRCUITO DE ACOPLAMENTO DIRETO .....	73
4.2	CIRCUITO COM RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA .....	79
<b>4.2.1</b>	<b>Comparação de Resultados dos Circuitos</b> .....	79
<b>4.2.2</b>	<b>A Questão da Eficiência do MPPT</b> .....	86
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b> .....	89

<b>REFERÊNCIAS</b> .....	91
<b>APÊNDICE A – Software</b> .....	108
<b>APÊNDICE B – Hardware</b> .....	111
<b>ANEXO A – Hardware</b> .....	117



# 1 INTRODUÇÃO

O consumo de energia é um aspecto determinante no projeto de um sistema embarcado. Normalmente, a longevidade destes sistemas é ditada por sua potência e pela capacidade de suas baterias. As restrições devido a uma quantidade limitada de energia disponível culminaram no desenvolvimento de componentes eletrônicos com consumo de energia cada vez mais reduzidos. No contexto mais específico de Redes de Sensores Sem Fio (RSSF), os protocolos de comunicação e escalonadores de tarefas conscientes de energia buscam aumentar a longevidade da rede como um todo. No entanto, com o advento de circuitos que coletam energia do meio ambiente, as estratégias de gerenciamento de energia foram drasticamente alteradas (RAGHUNATHAN et al., 2005). Com a possibilidade de entrada de energia nos sistemas, o foco torna-se a maximização da extração e o gerenciamento da energia coletada.

Muitas destas aplicações de RSSF ocorrem em ambientes propícios para a coleta da energia solar. Como exemplos destas aplicações pode citar-se: o monitoramento da qualidade do ar e da água, sistemas de prevenção contra incêndio em florestas, monitoramento de temperatura em estufas, sistema de prevenção contra abalos sísmicos, entre outros. Sabe-se que a conversão de energia solar por meio de células fotovoltaicas pode ser maximizada ao operar-se o painel solar em uma tensão específica. Os circuitos responsáveis por tal tarefa são denominados Rastreadores do Ponto de Máxima Potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracker*). Na grande maioria das aplicações, os circuitos MPPT são projetados para sistemas com potência maior do que 1 Watt. Esta característica da carga (“alta potência”), torna irrelevante o consumo de energia do circuito MPPT. Contudo, o avanço da microeletrônica contribuiu para o desenvolvimento das chamadas *Platform in Packages* (PiP), uma solução que integra um microcontrolador com um transceptor de rádio frequência. Uma das características destas plataformas é o baixo consumo de energia (menor do que 150 mW). O uso destas plataformas tem sido cada vez mais difundido nas aplicações de RSSF. Assim, a preocupação com o consumo do circuito MPPT tornou-se uma realidade no projeto de circuitos coletores de energia solar.

Muitos circuitos e técnicas MPPT vem sendo utilizados ao longo das últimas décadas. Métodos como Perturba e Observa (PIEGARI; RIZZO, 2010; LOPEZ-LAPENA; PENELLA; GASULLA, 2012), Condutância Incremental (JAIN; AGARWAL, 2004; QIN et al., 2011), Tensão de Circuito Aberto (AHMAD, 2010; DONDI et al., 2008), Tensão Constante (YU et al., 2002) figuram entre os mais conhecidos. Todos estes trabalhos sobre técnicas MPPT são implementados em placas de circuito impresso. Ainda que estes

circuitos tenham demonstrado sua eficiência na conversão da energia solar, as aplicações exigem dimensões mecânicas cada vez menores.

Neste contexto, a indústria da microeletrônica tem investido em projetos de Circuitos Integrados (CI) específicos para maximizar a extração de energia solar. Este tópico é relativamente recente, e portanto, não são muitos os CIs MPPT disponíveis no mercado. Dos circuitos integrados disponíveis, um número ainda menor aplica-se a sistemas embarcados com consumo menor do que 150 mW. Por esta razão, algumas questões permanecem sem resposta: Estes CIs MPPT são tão eficientes quanto os circuitos MPPT propostos pela academia? Caso a resposta seja positiva, para qual faixa de consumo de energia eles são indicados? A análise experimental apresentada nesta dissertação busca esclarecer estas questões.

## 1.1 OBJETIVOS

O principal objetivo deste trabalho é propor um circuito coletor de energia solar dedicado as plataformas sensoriais de baixo consumo de energia. Este circuito deve maximizar a extração da energia do meio ambiente de forma eficiente. O circuito deve ainda informar ao sistema embarcado uma estimativa precisa da energia remanescente na bateria, com o intuito de possibilitar o gerenciamento de energia de uma rede de sensores sem fio. Para alcançar o objetivo geral o circuito proposto deve atingir os seguintes objetivos específicos:

- Realizar medições periódicas de tensão e corrente da bateria.
- Integrar a corrente da bateria, informando periodicamente o sistema embarcado sobre a quantidade de energia consumida/coletada pelo sistema em um determinado período.
- Enviar dados de medição por um protocolo de comunicação compatível com o sistema embarcado.
- Operar os painéis solares no ponto de máxima potência.
- Implementar técnica MPPT em software, aumentando a eficiência do circuito coletor de energia solar.
- Possibilitar a mudança de parâmetros em software, para adaptação do circuito MPPT à diferentes condições ambientais.

## 1.2 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Esta dissertação está organizada da seguinte forma:

- **Capítulo 2:** Apresenta os trabalhos relacionados aos principais tópicos desta dissertação. São abordados os seguintes temas: energia solar, circuito coletor de energia solar de acoplamento direto, rastreador de ponto de máxima potência, escalonador de tarefas consciente de energia e armazenamento de energia.
- **Capítulo 3:** Descreve as considerações de projeto dos circuitos propostos, suas implementações e métodos de avaliação de desempenho.
- **Capítulo 4:** Discute os resultados obtidos para os dois circuitos testados neste trabalho.
- **Capítulo 5:** Apresenta as conclusões desta dissertação e sugere implementações para a continuação deste trabalho.



## 2 TRABALHOS RELACIONADOS

Este capítulo é dedicado à apresentação dos principais conceitos utilizados nesta dissertação. Em cada seção são apresentados trabalhos que nortearam esta pesquisa. Inicialmente, o capítulo trata da conversão da energia solar em energia elétrica. Em seguida, discute-se o conceito do ponto de máxima potência. O escalonador de tarefas consciente de energia, uma notável solução no gerenciamento de energia em redes de sensores sem fio, também é abordado. Por fim, o capítulo provê uma breve contextualização das possibilidades de armazenamento de energia para sistemas embarcados.

### 2.1 ENERGIA SOLAR

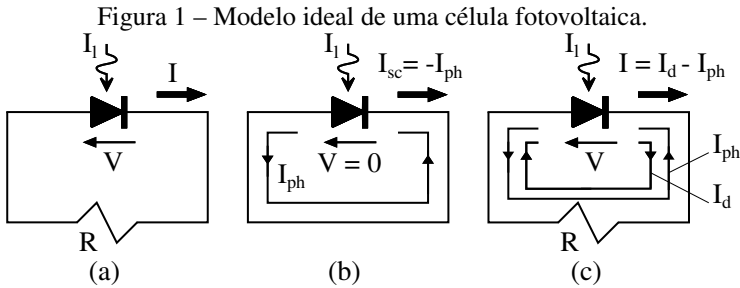
Várias tecnologias têm sido desenvolvidas ao longo das últimas décadas com o objetivo de acionar sistemas eletrônicos de baixo consumo a partir da energia extraída do meio ambiente. Os efeitos piezoelétrico, termoelétrico e fotovoltaico são alguns dos responsáveis pela conversão de energia. Conforme a Tabela 1, diferentes modalidades de coleta de energia apresentam diferentes densidades de potência (RAGHUNATHAN et al., 2005). A energia solar, contudo, se destaca por apresentar a maior densidade.

Tabela 1 – Densidades de potência para diferentes modalidades de coleta de energia.

Modalidade	Densidade de Potência
Células Solares (ao ar livre ao meio dia)	15 mW/cm <sup>2</sup>
Piezoelétricidade (material inserido em sapato)	330 μW/cm <sup>3</sup>
Vibração (obtida de um forno micro-ondas)	116 μW/cm <sup>3</sup>
Termoeletricidade (gradiente de 10 °C)	40 μW/cm <sup>3</sup>
Ruído Acústico (100 dB)	960 nW/cm <sup>3</sup>

Fonte: (RAGHUNATHAN et al., 2005)

Células fotovoltaicas podem ser modelados como uma junção *pn* ideal conforme Figura 1-a. Analisando o circuito equivalente deste modelo, nota-se que, quando a célula é curto-circuitada, a corrente de curto  $I_{sc}$  é igual, em módulo, à corrente  $I_{ph}$  (Figura 1-b). A corrente  $I_{ph}$  representa a fotocorrente, a qual relaciona-se com a intensidade luminosa  $I_l$  pela Equação 2.1.  $K$  é uma constante que depende de características da célula fotovoltaica (KASAP, 2006).



Fonte: (KASAP, 2006)

$$I_{sc} = -I_{ph} = KI \quad (2.1)$$

Se a célula fotovoltaica não está no estado de curto-circuito, uma tensão  $V$  é observada sobre o resistor  $R$ , conforme Figura 1-c. Esta tensão é originada pela corrente  $I$ , a qual é descrita pela Equação 2.2.

$$I = I_d - I_{ph} \quad (2.2)$$

A corrente  $I_d$ , por sua vez, é decorrente do comportamento da junção  $pn$ . Portanto, esta corrente pode ser modelada pela Equação 2.3,

$$I_d = I_0 \left[ \exp\left(\frac{eV}{\eta kT}\right) - 1 \right] \quad (2.3)$$

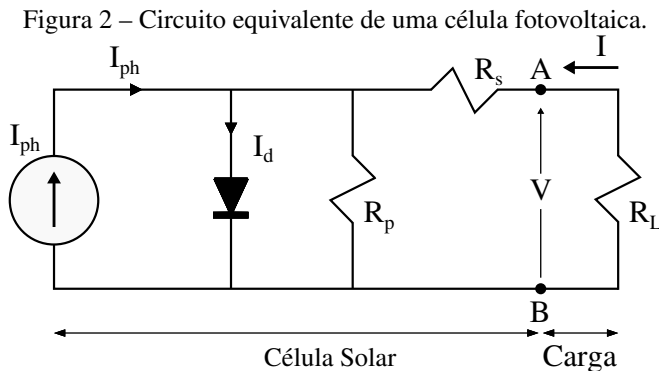
onde  $I_0$  é a corrente de saturação reversa,  $e$  é a carga do elétron,  $\eta$  é um fator de idealidade (varia entre 1 e 2),  $k$  é a constante de Boltzmann e  $T$  a temperatura em kelvin.

Desta forma, reescrevendo a Equação 2.2 a partir da Equação 2.3, obtém-se a corrente total  $I$  em função da tensão  $V$ , conforme Equação 2.4.

$$I = -I_{ph} + I_0 \left[ \exp\left(\frac{eV}{\eta kT}\right) - 1 \right] \quad (2.4)$$

A partir da Equação 2.4 é possível traçar as curvas  $I - V$  que definem o comportamento elétrico das células fotovoltaicas. Modelos mais apropriados consideram o circuito equivalente da Figura 2, onde um resistor *shunt* ( $R_p$ ) e um resistor em série ( $R_s$ ) são adicionados ao modelo da junção  $pn$  ideal. Apesar deste modelo ser mais preciso, ele necessita de parâmetros intrínsecos da célula fotovoltaica para traçar as curvas  $I - V$ . Nem sempre estes parâmetros são fornecidos pelos fabricantes das células fotovoltaicas, o que dificulta a

obtenção das curvas teóricas mais precisas. Portanto, curvas experimentais foram traçadas para os painéis solares utilizados neste trabalho. Testes foram realizados com cargas resistivas, conforme seções 3.2.1 e 3.3.1, de onde obtiveram-se os parâmetros fundamentais dos painéis solares.



Fonte: (KASAP, 2006)

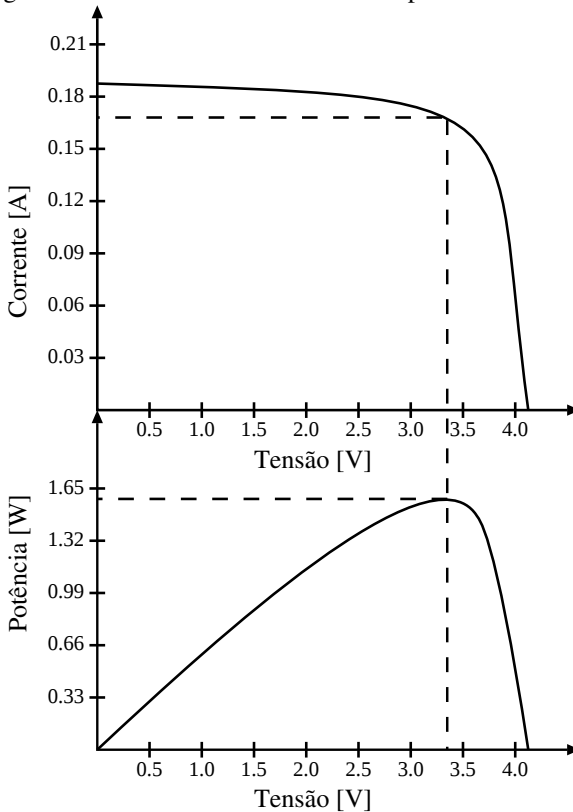
A partir do modelo que descreve a curva  $I - V$  de um painel solar é possível traçar uma curva de potência em função da tensão de operação do painel. A potência é obtida pela multiplicação da corrente pela tensão. Conforme visto, os modelos matemáticos levam em consideração variáveis como a temperatura e a irradiância. Assim sendo, um painel solar apresenta inúmeras curvas de potência por tensão. Para cada curva de potência é necessário fixar as variáveis dependentes de temperatura e irradiância. A Figura 3 apresenta curvas típicas de um painel solar de baixa potência para uma determinada temperatura e potência.

Estas curvas demonstram que painéis solares são extremamente versáteis no que diz respeito a seu comportamento elétrico. Eles podem ser operados desde o estado de circuito aberto - para o qual, idealmente, não há fluxo de corrente elétrica; até o estado de curto circuito - para o qual, idealmente, não há queda de tensão entre os terminais do painel.

Conforme mostra a Figura 3, a curva de potência possui um ponto de máximo, referente a uma tensão de operação específica. Esta tensão é denominada Tensão de Máxima Potência ( $V_{MPP}$ ). O Circuito eletrônico responsável por operar um painel solar na  $V_{MPP}$  é denominado MPPT.

A ideia de operar um painel solar próximo a sua  $V_{MPP}$  é relativamente antiga (SCHOEMAN; WYK, 1982). Os primeiros circuitos MPPT foram projetados para painéis solares de satélites artificiais (TEULINGS et al., 1993). Estes circuitos eram fabricados em Placas de Circuito Impresso

Figura 3 – Curvas características de um painel fotovoltaico.



(PCB, do inglês *Printed Circuit Boards*). Estas PCBs eram projetadas para painéis solares de até centenas de Watts. Mais tarde, o conceito MPPT foi disseminado para sistemas embarcados operando em terra. O uso de PCBs foi mantido, apesar da constante busca pela redução nas dimensões das placas. Com a redução das dimensões e do consumo de energia dos sistemas embarcados surge uma importante questão: Os circuitos MPPT são vantajosos para aplicações de baixo consumo de energia ou acabam consumindo mais energia do que o ganho que proporcionam?



## 2.2 CIRCUITO COLETOR DE ENERGIA SOLAR DE ACOPLAMENTO DIRETO

Esta técnica acopla diretamente o painel solar à bateria. Não há portanto um controle da tensão sobre o painel solar. Desta forma, não se garante que o painel solar opere na  $V_{MPP}$ . A vantagem deste método é o baixo consumo de energia do circuito, o qual se resume praticamente ao sistema de proteção da bateria. Uma boa relação entre a tensão da bateria e a  $V_{MPP}$  do painel solar é essencial para que este método seja eficiente. Um dos trabalhos mais conhecidos que faz uso deste método é o projeto Heliomote (RAGHUNATHAN et al., 2005). Este circuito coletor de energia solar foi projetado para o Mica2 mote (CULLER et al., 2002), com intuito de aumentar a longevidade dos nodos em uma rede de sensores sem fio. Além da capacidade de coletar energia do meio, este circuito utiliza um monitor de bateria, o qual comunica-se com o Mica2 mote via protocolo *1-Wire*. Este monitor de bateria informa periodicamente a tensão, corrente e carga remanescente na bateria. Muitas estratégias de gerenciamento de energia podem ser agregadas a uma rede de sensores sem fio se todos os nós possuírem este tipo de informações. Este é um dos focos do projeto Heliomote. A Figura 4 apresenta uma foto do protótipo.

Figura 4 – Heliomote.



Fonte: (RAGHUNATHAN et al., 2005)

A bateria utilizada no Heliomote é de Níquel Metal Hidreto (NiMH). Duas baterias de 1,25 V em série alimentam o Mica2 mote bem como os componentes do circuito coletor de energia. A tensão de alimentação do Mica2 mote varia de 2,7 a 3,3 V. A tensão da associação das baterias em série pode atingir 2,2 V quando estão descarregadas. Isto impossibilitaria o funcionamento do mote. Para evitar esta situação o circuito utiliza um conversor *boost* com tensão de saída de 3 V. Este conversor, apesar de possibilitar o funciona-

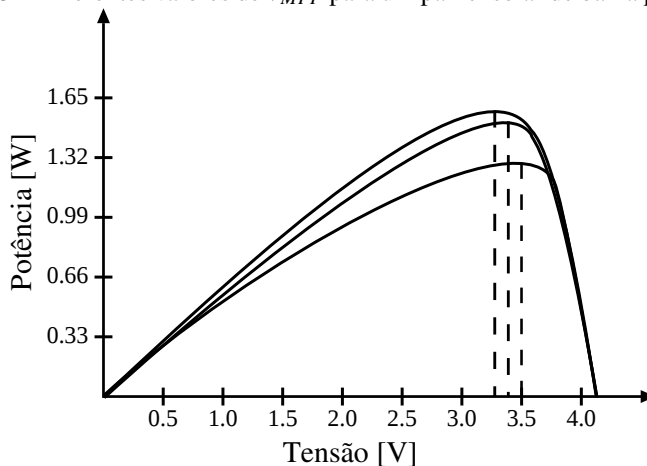
mento do mote para tensões abaixo de 2,7 V, acarreta em perdas de energia. Para evitar sobre e subtensões um monitor de tensão é utilizado. Ao atingir a tensão máxima da bateria (2,8 V) o painel solar é curto-circuitado por meio de uma chave analógica, evitando sobrecarga da bateria. Quando a tensão atinge o limiar inferior (2,2 V) o conversor *boost* é desligado. Desta forma, toda a corrente do painel solar flui para a bateria, recarregando-a. Por ser um circuito de simples implementação este foi o ponto de partida para esta dissertação. As alterações para atender uma PiP são descritas na Seção 3.2.1.

### 2.3 RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Para responder a pergunta da Seção 2.1 é necessário aprofundar-se no entendimento do conceito de rastreamento do ponto de máxima potência. O primeiro fator a ser compreendido é que a variação de fatores ambientais desloca o ponto de máxima potência. A Figura 5, ilustra três pontos de máxima potência para três condições ambientais distintas. A curva relaciona a potência transferida pelo painel solar com a tensão entre seus terminais. Logo, para três níveis de potência existem três valores de  $V_{MPP}$ . O ponto a ser discutido é como o rastreador detecta estas mudanças ambientais e estima uma nova  $V_{MPP}$  a ser aplicada sobre o painel solar. As variações de irradiância e temperatura são as principais causas de alteração na potência fornecida pelo painel solar. Assim, seria possível estimar a  $V_{MPP}$  por meio da medição de irradiância e temperatura instantâneas. Isto iria requerer a implementação de modelos matemáticos para obtenção da potência a partir destas informações. Além disso, para medir irradiância e temperatura são necessários sensores, os quais são considerados cargas no sistema. Tratando-se de sistemas embarcados de baixo consumo de energia esta solução torna-se inviável, pois em muitos casos, o consumo de energia dos sensores necessários é maior do que o benefício de operar o painel solar na  $V_{MPP}$ .

Uma outra forma de se estimar a  $V_{MPP}$  é avaliando a resposta elétrica do painel solar. O rastreador não mede diretamente as grandezas ambientais, mas sim avalia características elétricas do painel quando mudanças ocorrem nestas grandezas. Muitos são os métodos que estimam a  $V_{MPP}$  desta maneira. Os dois métodos utilizados nesta dissertação são apresentados nas seções a seguir.

Figura 5 – Diferentes valores de  $V_{MPP}$  para um painel solar de baixa potência.



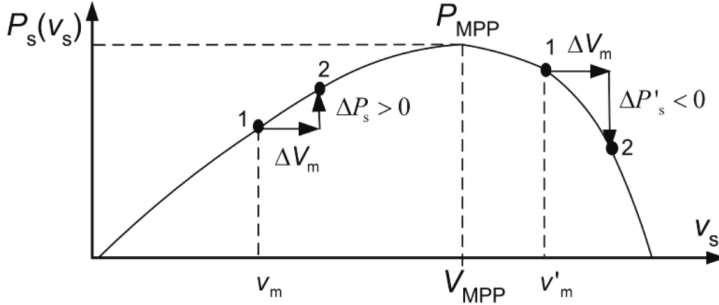
### 2.3.1 Perturba e Observa

O método Perturba e Observa utiliza-se de aproximações sucessivas para atingir o ponto de máxima potência. Ele consiste em alterar a tensão de operação do painel solar e observar o comportamento da potência entregue ao sistema. O sentido da perturbação deve ser mantido (e.g. aumento da tensão) enquanto a potência entregue também estiver aumentando. No momento em que for detectada a diminuição da potência entregue, o sentido da perturbação deve ser invertida (e.g. diminuição da tensão). A Figura 6 ilustra a aproximação do Ponto de Máxima Potência (MPP) a partir de duas tensões de operação diferentes ( $v_m$  e  $v'_m$ ).

Quanto maior o passo da tensão de perturbação ( $\Delta V_m$ , na Figura 6), mais rápida é a resposta dinâmica do rastreador. No entanto, quanto maior o passo, maior o erro estacionário. Por esse motivo, técnicas de tamanho de passo adaptativo são utilizadas (PIEGARI; RIZZO, 2010; AASHOOR; ROBINSON, 2012). Além disso, quanto maior a frequência da perturbação, mais sensível às alterações atmosféricas será o rastreador. No entanto, quanto maior a atividade do circuito de controle, maior o consumo de energia.

Na maioria dos circuitos MPPT que utilizam o método Perturba e Observa, a potência entregue é calculada a partir da tensão e da corrente do painel solar (PIEGARI; RIZZO, 2010). Portanto, a medição de corrente elétrica do painel solar é o maior inconveniente deste método, principalmente em aplicações de baixo consumo de energia. Desta forma, com intuito de diminuir o

Figura 6 – Aproximação da MPP pelo método Perturba e Observa.



Fonte: (LOPEZ-LAPENA; PENELLA; GASULLA, 2012)

consumo de energia do circuito MPPT, outra técnica para estimar a potência entregue pelo painel solar foi desenvolvida (LOPEZ-LAPENA; PENELLA; GASULLA, 2010). Para compreender esta técnica é necessário discutir o funcionamento do circuito apresentado na Figura 7.

Este circuito consiste em controlar a tensão do capacitor  $C_{in}$  (tensão de operação do painel solar) habilitando/desabilitando um conversor *boost* por uma técnica de modulação por frequência de pulso (PFM, do inglês *Pulse-Frequency Modulation*). No período em que o conversor dc-dc está desligado toda a potência fornecida pelo painel solar é entregue ao capacitor  $C_{in}$ . Assim sendo, não é necessário medir a corrente entregue pelo painel solar, pois a potência entregue pode ser calculada pela Equação 2.5.

$$P_s = v_s i_s = v_s C_{in} \frac{dv_s}{dt} \quad (2.5)$$

onde:  $P_s$  é a potência entregue pelo painel solar,  $v_s$  a tensão de operação do painel solar,  $i_s$  a corrente de operação do painel solar e  $C_{in}$  a capacitância do capacitor  $C_{in}$ .

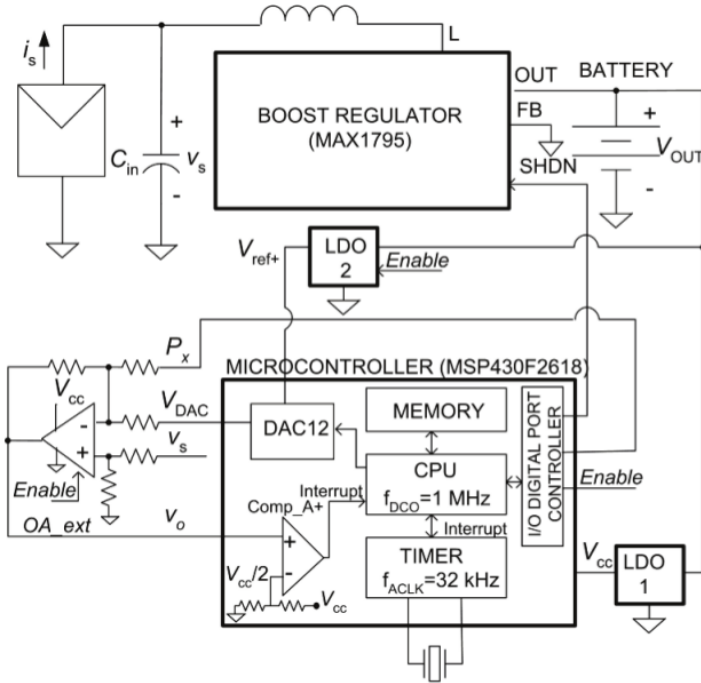
A partir da Equação 2.5, a potência média entregue pelo painel solar pode ser calculada pela Equação 2.6.

$$\bar{P}_s = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} P_s dt = \frac{C_{in}}{T} \int_{v_s(t_0)}^{v_s(t_0+T)} v_s dv_s \quad (2.6)$$

onde:  $T$  é um período arbitrário e  $t_0$  o instante inicial.

A Figura 8, mostra os ciclos de carga do capacitor  $C_{in}$ . Nesta figura  $v_s$  representa a tensão do painel solar,  $v_m$  a tensão de rastreamento e  $V_h$  a tensão de histerese. A Figura 8 auxilia a compreensão das Equações 2.7 e 2.8. No

Figura 7 – Circuito MPPT Perturba e Observa.



Fonte: (LOPEZ-LAPENA; PENELLA; GASULLA, 2010)

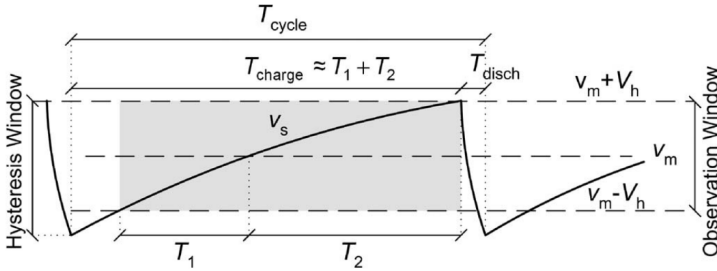
início do período  $T_1$  tem-se  $v_s(t_0) = v_m - V_h$ , o que justifica o limite inferior da integral da Equação 2.7. No final do período  $T_1$ , tem-se  $v_s(t_0 + T) = v_m$ , o que justifica o limite superior da integral da Equação 2.7. Analogamente encontram-se os limites da integral da Equação 2.8.

$$\bar{P}_{s1} = \frac{C_{in}}{T_1} \int_{v_m - V_h}^{v_m} v_s dv_s = \frac{C_{in} V_h}{T_1} \left( v_m - \frac{V_h}{2} \right) \quad (2.7)$$

$$\bar{P}_{s2} = \frac{C_{in}}{T_2} \int_{v_m}^{v_m + V_h} v_s dv_s = \frac{C_{in} V_h}{T_2} \left( v_m + \frac{V_h}{2} \right) \quad (2.8)$$

A Figura 9 explica qual a relação das Equações 2.7 e 2.8 com a tensão de máxima potência ( $V_{MPP}$ ). Nota-se que a potência transferida será maximizada quando  $\bar{P}_{s1} = \bar{P}_{s2}$ . Portanto, se faz necessário calcular a diferença entre

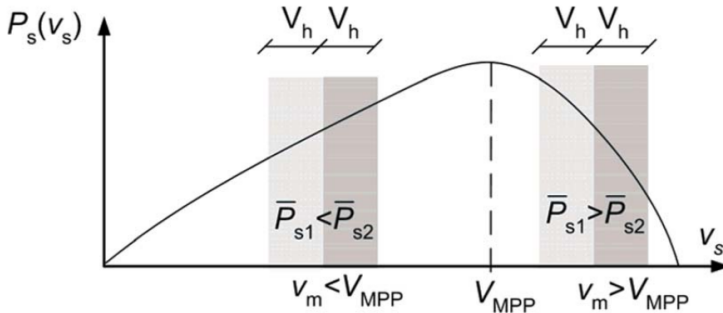
Figura 8 – Ciclos de carga e descarga do capacitor de entrada do circuito MPPT.



Fonte: (LOPEZ-LAPENA; PENELLA; GASULLA, 2010)

estas potências, conforme Equação 2.9. O método de controle precisa identificar o sinal de  $\Delta P_s$ . Se  $\Delta P_s$  for um número positivo,  $v_m$  deve ser incrementada de  $\Delta V_m$ , caso contrário a tensão  $v_m$  deve ser decrementada de  $\Delta V_m$ . Como o sinal da Equação 2.9 depende apenas do termo entre parênteses, a  $V_{MPP}$  é atingida quando a Equação 2.10 torna-se igual a zero.

Figura 9 – Relação das potências  $P_{s1}$  e  $P_{s2}$  e da tensão de rastreamento  $v_m$  com a tensão de máxima potência  $V_{MPP}$ .



Fonte: (LOPEZ-LAPENA; PENELLA; GASULLA, 2010)

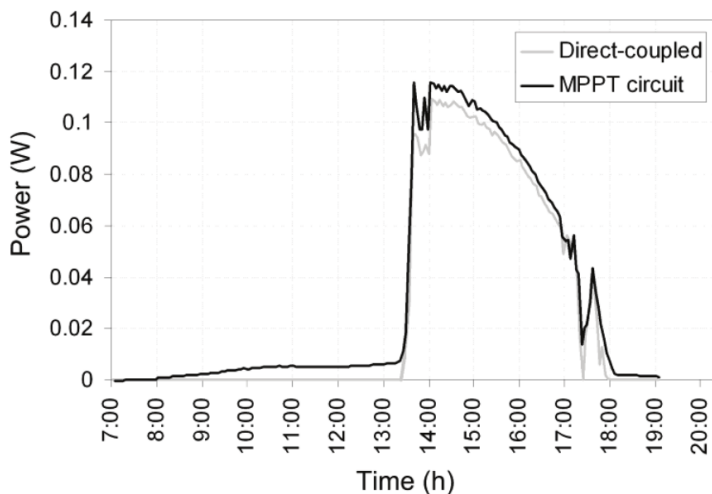
$$\Delta P_s \equiv \bar{P}_{s2} - \bar{P}_{s1} = \frac{C_{Cin} V_h}{T_2 T_1} \left( v_m (T_1 - T_2) + \frac{V_h}{2} (T_1 + T_2) \right) \quad (2.9)$$

$$L(v_m) = v_m (T_1 - T_2) + \frac{V_h}{2} (T_1 + T_2) \quad (2.10)$$

As tensões de limiar ( $v_m + V_h$  e  $v_m - V_h$ ) são geradas pelo Conversor Digital Analógico (DAC) e pelo sinal digital  $P_x$ . Estas tensões são tratadas pelo amplificador operacional OA\_ext e geram interrupções por meio do comparador Comp\_A+ (ver figura 7). Cada vez que a tensão  $v_s$  atinge uma das tensões de limiar uma interrupção é gerada. A partir destas interrupções a Unidade Central de Processamento (CPU) realiza a contagem dos períodos  $T_1$  e  $T_2$ , os quais são utilizados na equação de controle (Equação 2.10).

Este método MPPT foi mais eficiente do que o circuito de acoplamento direto, conforme Figura 10. Durante as 12 horas do teste da Figura 10, o circuito MPPT obteve um ganho de 15,7% em relação ao circuito diretamente acoplado. Este método de controle, apesar de elegante, faz uso de blocos em hardware (reguladores, amplificador operacional, comparador e conversor digital analógico). Ainda que todos estes blocos sejam apenas acionados quando necessário, eles implicam em consumo de energia. Imagina-se que com uma solução em software uma eficiência ainda maior poderia ser atinvida.

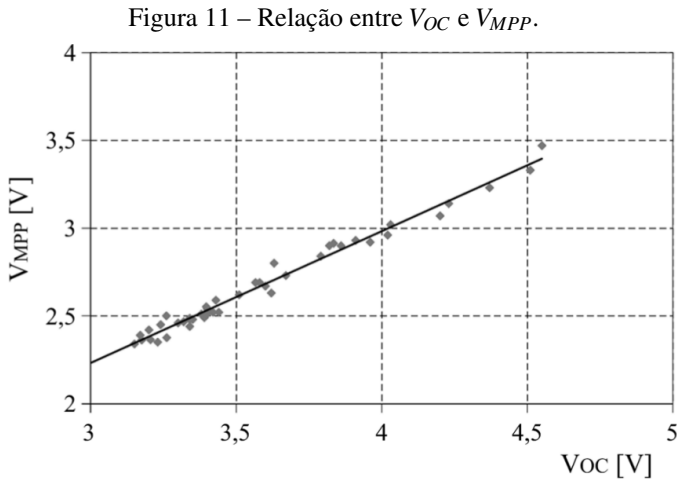
Figura 10 – Ciclos de carga e descarga do capacitor de entrada do circuito MPPT.



Fonte: (LOPEZ-LAPENA; PENELLA; GASULLA, 2012)

### 2.3.2 Tensão de Circuito Aberto

Este método baseia-se na relação entre a tensão de circuito aberto  $V_{OC}$  e a tensão de máxima potência  $V_{MPP}$ . Esta relação é aproximadamente linear, como visto na Figura 11. A Equação 2.11 descreve esta relação, onde  $K_{OC}$  depende de características do painel solar e geralmente varia entre 0,71 e 0,78 (ESRAM; CHAPMAN, 2007). Existem duas formas de se estimar a tensão  $V_{MPP}$  a partir da tensão  $V_{OC}$ . A primeira faz uso de uma célula fotovoltaica piloto, a qual tem como função identificar as alterações ambientais. Ou seja, esta célula piloto não fornece energia ao sistema. Ela é mantida permanentemente aberta para obtenção da tensão  $V_{OC}$  (BRUNELLI et al., 2009). Este método permite uma boa aproximação do ponto de máxima potência, uma vez que a tensão  $V_{OC}$  é monitorada continuamente. A desvantagem do método é a necessidade de se utilizar uma célula fotovoltaica extra, a qual não contribui para a captação de energia.



Fonte: (BRUNELLI et al., 2009)

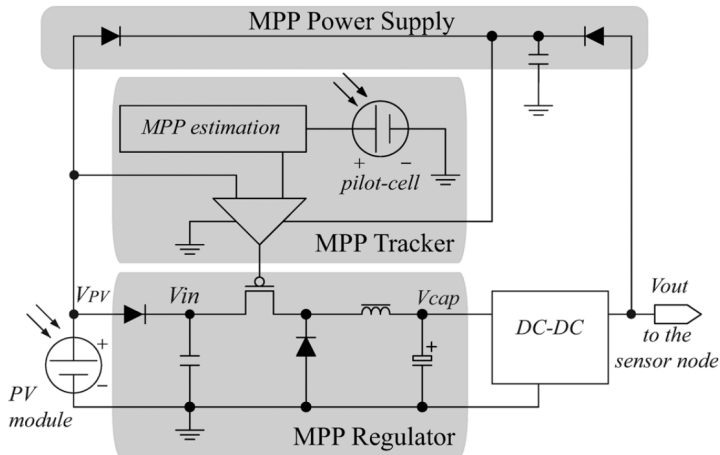
$$V_{MPP} \approx K_{OC} V_{OC} \quad (2.11)$$

Como a célula piloto é diferente das células que constituem o painel solar, a Equação 2.11 deve ser reescrita conforme Equação 2.12, onde  $K_{OCP}$  é a constante de proporcionalidade e  $V_{OCP}$ , ambas para a célula piloto.



$$V_{MPP} \approx K_{OC}(K_{OCP}V_{OCP}) \quad (2.12)$$

Figura 12 – Diagrama da proposta MPPT com célula piloto.



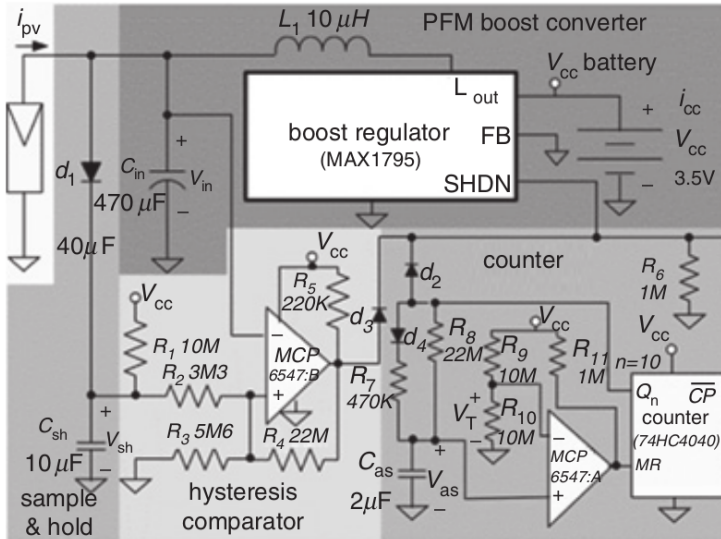
Fonte: (BRUNELLI et al., 2009)

A Figura 12 apresenta o diagrama de um circuito MPPT utilizando uma célula piloto (BRUNELLI et al., 2009). O controle MPPT é realizado por um comparador de baixo consumo de energia, o qual tem como entradas a tensão do painel solar e a tensão da célula piloto. Estas tensões são comparadas e o conversor *buck* é acionado pela saída do comparador. Um laço de histerese é necessário para evitar o chaveamento por ruído nas tensões do painel solar e da célula piloto. A maior desvantagem deste método é que o fator  $K_{OC}$  e o laço de histerese são definidos em hardware. Caso outro painel solar seja utilizado o circuito deve ser alterado para o novo fator  $K_{OC}$ . Em relação ao laço de histerese, ele poderia ser alterado para diferentes níveis de irradiância solar. Caso o nível de irradiância fosse elevado, as tensões de limiar poderiam ser bem próximas da  $V_{MPP}$  aumentando a precisão do rastreamento. Em casos de baixo nível de irradiância, as tensões de limiar poderiam ser aumentadas, diminuindo a precisão do rastreamento, mas diminuindo também as perdas por acionamento do conversor *buck*. No entanto, a definição em hardware, impossibilita este comportamento adaptativo.

A segunda forma de estimar a  $V_{MPP}$  a partir da  $V_{OC}$ , utiliza o próprio painel solar (que fornece energia para o sistema) para identificar as alterações ambientais. Isto é possível ao se desconectar momentaneamente o painel solar da carga, para obtenção da tensão  $V_{OC}$ . Este método seria desvantajoso

se ao abrir-se o circuito para medir-se a tensão  $V_{OC}$  a energia coletada pelo painel solar fosse desperdiçada. No entanto, utilizando-se um capacitor na entrada, é possível medir a tensão  $V_{OC}$  sem a perda de energia. A Figura 13 apresenta o esquemático de um circuito MPPT baseado no método *Fractional Open Circuit Voltage* (FOCV) (LOPEZ-LAPENA; PENELLA, 2012).

Figura 13 – Diagrama da proposta FOCV.



Fonte: (LOPEZ-LAPENA; PENELLA, 2012)

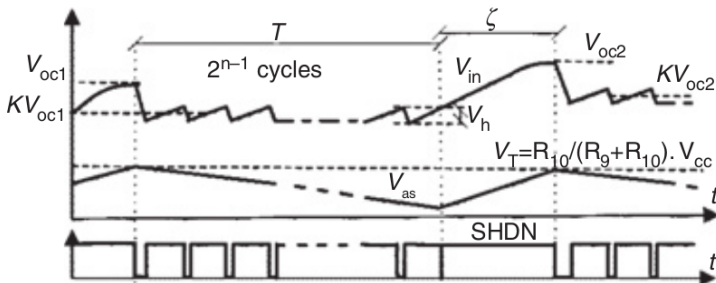
Este circuito consiste em controlar a tensão do capacitor  $C_{in}$  habilitando/desabilitando um conversor *boost* por uma técnica PFM. O circuito é constituído por um amostrador e dois blocos de controle (comparador de histerese e contador). A Figura 14 auxilia a compreensão do funcionamento do circuito, ilustrando os dois períodos de controle ( $T$  - período entre amostras e  $\zeta$  - duração da amostragem). Durante o período  $T$ , a tensão sobre o capacitor  $C_{in}$  (consequentemente a tensão sobre o painel solar) é comparada com a tensão  $V_{OC}$  amostrada no período  $\zeta$  anterior. A tensão amostrada  $V_{OC}$  está estabelecida sobre o capacitor  $C_{sh}$  ao longo do período  $T$ , pois o diodo  $d_1$  impede que este capacitor se descarregue. A partir da tensão  $V_{OC}$ , é possível obter a tensão  $V_{MPP}$ , conforme mencionado anteriormente. Isto é realizado pelo comparador MCP6547:B. Além de comparar a tensão do capacitor  $C_{in}$  com a tensão  $V_{MPP}$ , o comparador implementa um laço de histerese com tensões de limiar iguais a  $V_{MPP} + V_h/2$  e  $V_{MPP} - V_h/2$ . A saída do comparador é responsável por ligar ou desligar o conversor dc-dc. Desta forma, quando

a tensão do painel solar (tensão sobre  $C_{in}$ ) é maior do que  $V_{MPP} + V_h/2$  o conversor dc-dc é desligado. Quando a tensão sobre o painel solar é menor do que  $V_{MPP} - V_h/2$  o conversor é ligado novamente. O circuito permanece neste estado até que  $(2^{n-1})$  ciclos ocorram. O valor de  $n$  é determinado em hardware e depende de qual das portas de saída do CI 74HC4040 é utilizada ( $n = 10$  na Figura 13). O período  $T$  pode ser aproximado pela Equação 2.13, onde  $C_{Cin}$  é a capacitância de  $C_{in}$ .

$$T = 2^{(n-1)} \frac{C_{Cin} V_h}{i_{PV}} \quad (2.13)$$

Durante o período  $\zeta$ , a tensão  $V_{OC}$  é estabelecida sobre  $C_{in}$ . Neste período o conversor dc-dc está desligado e a corrente proveniente do painel solar carrega o capacitor  $C_{in}$ . A duração do período  $\zeta$  depende da corrente do painel solar e de vários parâmetros definidos em hardware, conforme a Equação 2.14. Ao final do período  $\zeta$  a tensão  $V_{OC}$  é armazenada pelo circuito amostrador e um novo período  $T$  se inicia, conforme Figura 14. Apesar deste circuito possibilitar um período de amostragem adaptativo (por depender da corrente  $i_{PV}$ ), as Equações 2.13 e 2.14 mostram que  $T$  e  $\zeta$  são dependentes de parâmetros definidos em hardware (resistências, capacitâncias e número de ciclos). Este continua sendo o maior problema deste método, o qual esta dissertação busca solucionar com o circuito proposto.

Figura 14 – Transitório do circuito FOCV.



Fonte: (LOPEZ-LAPENA; PENELLA, 2012)

$$\zeta = \frac{V_T (R_7 \parallel R_8)}{(V_{cc} - V_T) R_e} T \quad (2.14)$$

## 2.4 ESCALONADOR DE TAREFAS CONSCIENTE DE ENERGIA

Uma vez que o foco deste trabalho é o estudo de circuitos de baixo consumo de energia, é conveniente elucidar um método de estimativa de consumo de energia implementado para este tipo de sistema embarcado. O método apresentado a seguir denomina-se Monitor de Nível de Bateria por Contagem de Eventos (HOELLER; FRÖHLICH, 2011). A estimativa da quantidade de energia consumida da-se pelas Equações 2.15 a 2.17. A ideia deste modelo é estimar o consumo de energia de PiPs por duas perspectivas distintas. A primeira (Equação 2.15), é dedicada aos blocos de hardware (*dev*) que operam com corrente ( $I_{dev,mode}$ ) e tensão ( $V_{dev,mode}$ ) constantes durante um período de tempo ( $t$ ) e em um determinado modo de operação (*mode*).

$$E_{tm}(dev) = (t_{end} - t_{begin}) \times I_{dev,mode} \times V_{dev,mode} \quad (2.15)$$

A segunda perspectiva (Equação 2.16) é baseada em eventos (i.e. amostra de um sensor), para os quais a energia consumida por eventos específicos ( $E_i$ ) é acumulada de acordo com o número de eventos ocorridos (*counter*) em um determinado período. Por fim, a energia total (Equação 2.17) é definida pela soma de  $E_{tm}(dev)$  e  $E_{ev}(dev)$ .

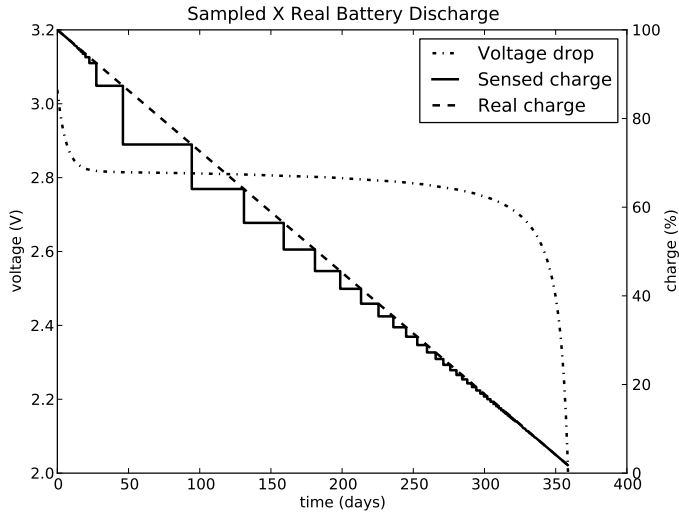
$$E_{ev}(dev) = \sum_{event\_counters} E_i \times counter \quad (2.16)$$

$$E_{tot}(dev) = E_{tm}(dev) + E_{ev}(dev) \quad (2.17)$$

A base para estimar as entradas das Equações 2.15 e 2.16, a saber  $I_{dev,mode}$ ,  $V_{dev,mode}$  e  $E_i$ , são os dados informados pelos fabricantes das plataformas sensoriais. Estes dados informados nos *datasheets* são, geralmente, baseados em estimativas de pior caso. Este modelo portanto apresenta uma estimativa pessimista, porém segura, do consumo de energia. Entende-se como um modelo seguro pois, ao se considerar um consumo de energia maior do aquele que realmente o sistema consome, menos tarefas são atribuídas para o processador (ou periféricos). Desta forma, mais energia permanece armazenada na bateria, evitando a falha do sistema por falta de energia. Contudo, uma estimativa muito pessimista pode fazer com que o sistema realize muito menos tarefas do que ele seria capaz de executar. Assim, com o intuito de evitar sub-estimativas na quantidade de energia armazenada na bateria, o sistema realiza também medições de tensão periódicas. Com estas medidas de tensão é possível estimar a carga da bateria com um modelo relativamente simples. A energia armazenada na bateria ( $E_{batt}$ ) é dada pela Equação 2.18, onde  $E_{volt}$  é a estimativa de energia da bateria baseada na medição de tensão.

$$E_{batt} = \max \left( E_{volt}, E_{batt} - \sum_{i=0}^{\#devs} E_{tot}(i) \right) \quad (2.18)$$

Figura 15 – Estimativa da energia armazenada por análise da tensão da bateria.



Fonte: (HOELLER; FRÖHLICH, 2011)

A estimativa da energia armazenada na bateria baseada na leitura de tensão é bastante precisa quando o percentual de carga da bateria é maior do que 90% ou menor do que 20%. No entanto, para percentuais variando entre 80% e 50% existe um grande erro associado à estimativa. Por este motivo, a Equação 2.18 considera ambas as técnicas de estimativa, aumentando a precisão da estimativa de carga.

Uma estimativa muito mais precisa poderia ser realizada caso a corrente de saída da bateria também fosse medida. Assim, com os dados de potência instantânea, uma simples integral ao longo do tempo resultaria no consumo aproximadamente real de energia do sistema. Isto, no entanto, é inviável em sistemas que operam alimentados apenas por baterias. A medição de corrente se dá por meio de um resistor *shunt*, o qual constantemente dissipa energia. No entanto, em sistemas que coletam energia do meio ambiente, parte da energia coletada pode ser destinada às medições de corrente elétrica, sem comprometer a longevidade do sistema. Esta é justamente a

proposta apresentada neste trabalho, integrar os dados informados pelo circuito coletor de energia solar, ao escalonador de tarefas, possibilitando uma estimativa mais precisa da quantidade de energia armazenada na bateria e por consequência, a execução de mais tarefas não-críticas.

### 3 METODOLOGIA

Este capítulo visa explanar o projeto dos três circuitos apresentados nesta dissertação. Estes projetos são discutidos a nível de software e hardware. O capítulo discute as condições em que os circuitos foram testados, bem como os métodos de avaliação de desempenho dos circuitos. É também apresentado o sistema embarcado utilizado como aplicação dos circuitos coletores de energia solar.

#### 3.1 EPOSMOTE

Antes de dar início à explanação sobre os circuitos coletores de energia solar é interessante descrever o sistema embarcado utilizado para os testes deste trabalho. Compreender as características dessa plataforma sensorial irá auxiliar no entendimento de algumas decisões de projeto apresentadas ao longo deste capítulo. O sistema embarcado denomina-se EPOSMote, e é um módulo para desenvolvimento de aplicações para redes de sensores sem fio desenvolvido no Laboratório de Integração de Software e Hardware (LISHA) - UFSC. A *Platform in Package* escolhida para a placa do EPOSMote é o Freescale MC13224V. Este *chip*, com dimensões de 9,5 x 9,5 mm, é baseado em um núcleo ARM7 de 32-bits. O MC13224V possui um rádio interno compatível com o padrão IEEE 802.15.4 (2,4 GHz banda ISM) com potência de saída programável de -30 dBm a +4 dBm. Além disso, esta PiP possui interfaces de comunicação implementadas em hardware (UART, SPI,  $I^2C$ ) e funcionalidades como ADC, PWM, entre outras. A Tabela 2 apresenta as características elétricas mais importantes do MC13224V (FREESCALE, 2010) (LISHA, 2012).

Tabela 2 – Resumo das características elétricas do MC13224V.

<b>Característica</b>	<b>Valor</b>
Tensão de alimentação	2,0 a 3,6 V
Corrente em modo de transmissão	29 mA
Corrente em modo de recepção	22 mA

Fonte: *Datasheet* do componente Freescale MC13224V (FREESCALE, 2010).

Com o intuito de prover uma plataforma para desenvolvimento, uma placa *startup* foi também projetada pelo LISHA, a qual pode ser conectada ao

Figura 16 – EPOSMote e Startup.



Fonte: (LISHA, 2012)

EPOSMote. Esta placa *startup* possui um acelerômetro de 3 eixos, um sensor de temperatura, LEDs, botões e conectores que possibilitam desenvolver e testar aplicações para redes de sensores sem fio. A Figura 16 mostra a placa *startup* (à esquerda) e o EPOSMote (à direita). Esquemáticos do EPOSMote e da *startup* encontram-se nas Figuras 63 e 64 no Anexo A. Os circuitos coletores de energia solar foram projetados para possibilitar uma integração com o mecanismo de gerência de energia do *Embedded Parallel Operating System* (EPOS) (FRÖHLICH, 2011). O EPOS é um sistema operacional baseado em componentes para sistemas embarcados, o qual é provido do escalonador de tarefas consciente de energia mencionado na Seção 2.4.

### 3.2 PROJETO DO CIRCUITO DE ACOPLAMENTO DIRETO

Esta seção dedica-se a explicar o circuito coletor de energia solar de acoplamento direto projetado para o EPOSMote. O circuito é baseado no projeto Heliomote (RAGHUNATHAN et al., 2005) do *Networked & Embedded Systems Laboratory* da UCLA. Modificações foram realizadas neste circuito com o intuito de adaptá-lo à aplicações de baixo consumo. O circuito acopla diretamente (a menos de um diodo) o painel solar às baterias. Não há portanto uma técnica MPPT associada. Desta forma, a tensão do painel solar depende diretamente da tensão da bateria. Sabe-se que este método de acoplamento direto não extrai a máxima potência do painel solar. No entanto, o circuito é



relativamente simples e consequentemente consome pouca energia.

### 3.2.1 Hardware

A relação entre o painel solar e a Unidade de Armazenamento de Energia (UAE) é crucial para o circuito proposto. Uma vez que não há um módulo MPPT, a tensão da UAE deve ser próxima à  $V_{MPP}$ . As tecnologias mais utilizadas para se armazenar energia de forma recarregável, no contexto de sistemas embarcados, são as baterias e os super capacitores. Os super capacitores permitem um número muito maior de ciclos de recarga do que as baterias, sendo esta sua maior vantagem. No entanto, ainda que a tecnologia dos super capacitores venha se desenvolvendo nos últimos anos, sua densidade de energia ainda é pequena em comparação às baterias. A fuga de corrente por perdas intrínsecas também é mais elevada em super capacitores, o que reduz o tempo de armazenamento da energia (RAGHUNATHAN et al., 2005). Desta forma, decidiu-se utilizar baterias para armazenamento de energia. Dentre as inúmeras tecnologias de baterias existentes (chumbo ácido, níquel cádmio, níquel metal hidreto, lítio etc) a NiMH foi a escolhida. Esta escolha baseou-se, principalmente na simplicidade do método de recarga da bateria NiMH (em comparação por exemplo com a bateria de lítio) e devido a ausência de efeito memória (verificado na bateria de níquel cádmio). Assim, para este trabalho foram utilizadas duas baterias NiMH do tipo AA de 1,25 V e capacidade de 2.100 mAh.

O painel solar utilizado é do tipo policristalino, de 4 V-100 mA, com dimensões de 60 x 60 mm. A Figura 17 mostra a curva tensão por corrente deste painel. Esta curva foi traçada a partir de dados coletados no dia 8 de Março de 2012, das 13h15min às 14h18min com uma irradiância média de  $954 \text{ W/m}^2$ . O painel solar foi exposto ao Sol e diferentes cargas resistivas foram conectadas entre os terminais do painel solar. Com auxílio de um multímetro (ICEL MD-6460) foram medidas a tensão e a corrente para cada valor de resistência. A potência entregue pelo painel foi calculada multiplicando-se a tensão pela corrente. Com os valores de potência entregue traçou-se o gráfico da Figura 18. O objetivo deste teste foi encontrar, experimentalmente, a tensão de circuito aberto ( $V_{OC}$ ), a corrente de curto circuito ( $I_{SC}$ ) e a tensão de máxima potência ( $V_{MPP}$ ). A Tabela 3 apresenta os valores obtidos.

Uma vez que este circuito foi adaptado do projeto Heliomote, com intuito de atender sistemas embarcados de baixa potência, é necessário uma breve discussão a respeito das chamadas *Platform in Package*. Estas plataformas, em suma, são constituídas por um microcontrolador e uma unidade de comunicação via rádio. A integração destes dispositivos de hardware em

Figura 17 – Caracterização do painel solar 60 x 60 mm - curva tensão-corrente.

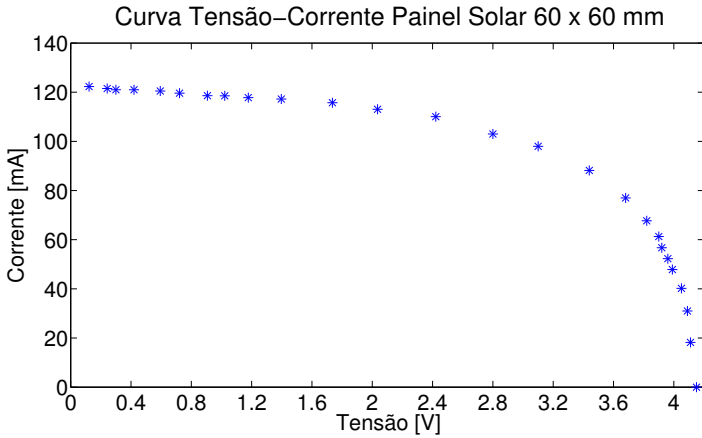
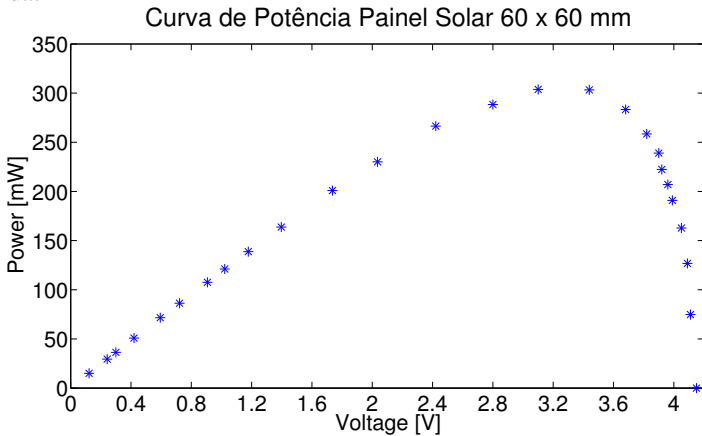


Figura 18 – Caracterização do painel solar 60 x 60 mm - curva potência fornecida.



um mesmo chip tem diminuído não apenas as dimensões mecânicas dos sistemas embarcados, mas também o seu consumo de energia. A Tabela 4 mostra três exemplos de PiP que motivaram as adaptações propostas neste circuito. Todas estas plataformas operam na frequência de 2,4 GHz.

Tabela 3 – Caracterização experimental do painel solar de 60 x 60 mm.

$V_{OC}$	4,15 V
$I_{SC}$	122,3 mA
$V_{MPP}$	3,25 V

Tabela 4 – Características elétricas de plataformas de baixo consumo de energia.

Modelo	Fabricante	Tensão	Corrente
MC13224V	Freescale Semiconductor	2V – 3,6V	29mA
CC2530F128	Texas Instruments	2V – 3,6V	29mA
STM32W108C8	STMicroelectronics	2,1V – 3,6V	31mA

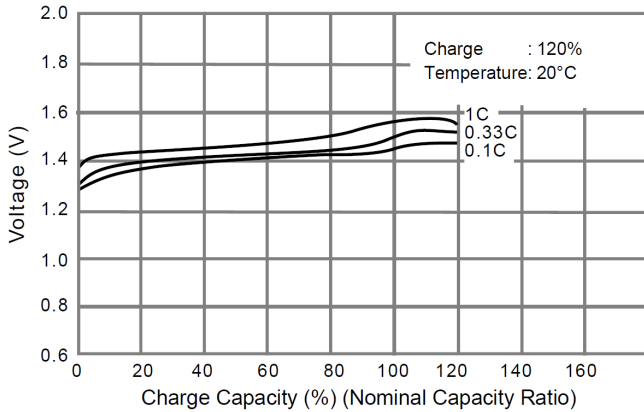
Fonte: *Datasheets* dos componentes MC13224V (FREESCALE, 2010), CC2530F128 (TEXAS-INSTRUMENTS, 2011), STM32W108C8 (STMICROELECTRONICS, 2012).

Como pode ser visto na Tabela 4, todas as plataformas têm tensão de alimentação menor do que 3,6 V. O circuito proposto no Heliomote, por sua vez, possui um conversor *boost* na saída, para elevar a tensão para 3,3 V. Isto porque, conforme Seção 2.2, o mote utilizado neste projeto é o Mica2 mote. No entanto, a tensão de alimentação interna das novas PiPs é 1,8 V. Estas novas PiPs possuem, portanto, um conversor *buck* interno, para que a tensão de alimentação da plataforma varie entre 2 V-3,6 V, conforme Tabela 4. Assim, não há necessidade de utilizar o conversor *boost* proposto no projeto Heliomote, o que aumenta a eficiência do circuito coletor de energia solar.

Um segundo aspecto do circuito é a sua proteção contra sobre e subtensão. O circuito coletor de energia solar de acoplamento direto foi projetado para recarregar baterias NiMH até uma tensão limite, evitando que as baterias sejam danificadas por sobrecarga. Como neste projeto são utilizadas duas baterias de 1,25 V conectadas em série, a tensão limite para atuação da proteção contra sobretensão é de 2,9 V. Este valor de tensão foi escolhido com base em uma curva de carga típica, conforme Figura 19 (PANASONIC, 2011) (curva 0.1 C, onde C representa a capacidade em mAh). Para a subtensão, o valor limítrofe foi baseado na mínima tensão de alimentação do EPOSMote (2,1 V).

Para o monitoramento da tensão da bateria utilizou-se portanto o circuito integrado ICL7665. Este CI possui saídas digitais para informar ao sistema estados de sobre e subtensão. Os valores limites de sobre e subtensão.

Figura 19 – Curvas de carga para bateria níquel metal hidreto.



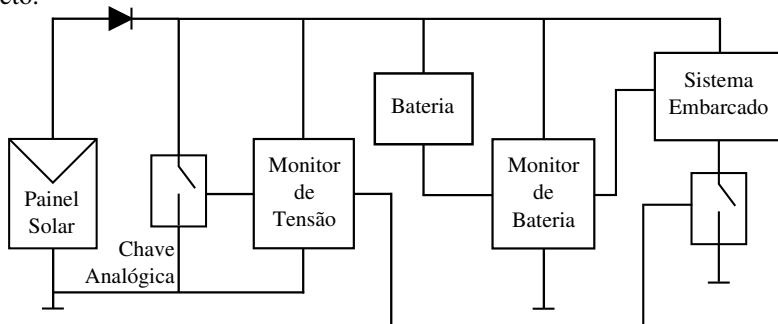
Fonte: (PANASONIC, 2011)

são são ajustados por resistores externos ao CI. Para evitar a sobretensão das baterias utilizou-se uma chave analógica para curto-circuitar o painel solar. Assim, uma vez que o monitor de tensão detecta um valor de tensão da bateria superior a 2,9 V um sinal é enviado à chave analógica, a qual curto-circuita o painel solar. O painel permanece no estado de curto circuito até que parte da energia armazenada pela bateria seja consumida pelo mote, ocasionando a queda de tensão da bateria e reabertura da chave de curto-circuito do painel solar. No projeto Heliomote, uma chave analógica normalmente fechada foi utilizada. Já neste projeto, utilizou-se uma chave normalmente aberta, pois, caso a tensão inicial da bateria seja menor que 2,1 V, o painel solar irá recarregá-la imediatamente.

Quanto a situação de subtensão, ela deve ser evitada por dois principais motivos: Primeiro, para não danificar a bateria e segundo, para evitar o desligamento inesperado do EPOSMote. Assim sendo, o pino *under voltage* do CI ICL7665 é conectado à base de um transistor. Desta forma, quando a tensão da bateria é menor do que 2,1 V, o transistor é aberto e o EPOSMote é desconectado do sistema. O diagrama de blocos simplificado apresentado na Figura 20 ilustra o circuito. O esquemático detalhado encontra-se na Figura 60 no Apêndice B.

Além das características já mencionadas, o circuito coletor de energia solar possui um monitor de bateria (DS2438). Este circuito integrado é parte fundamental do circuito. Ele é responsável por informar ao EPOSMote a tensão da bateria, a corrente líquida da bateria e sua carga remanescente. Além disso, o DS2438 possui um sensor de temperatura interno. A comuni-

Figura 20 – Diagrama de blocos simplificado do circuito de acoplamento direto.



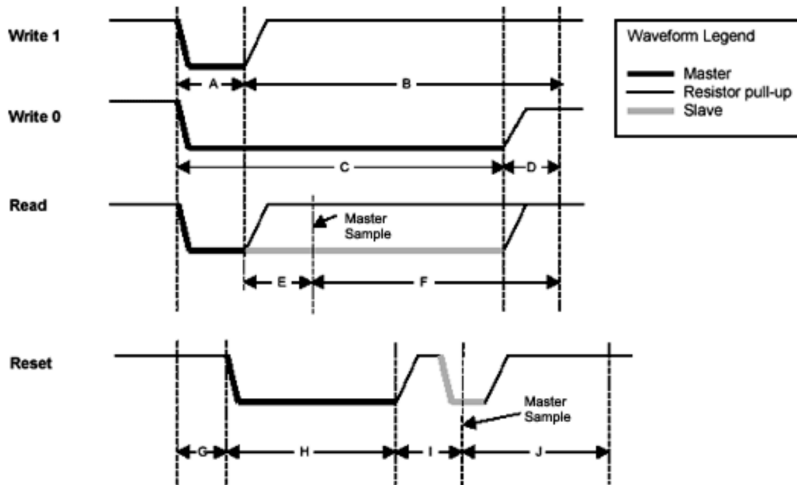
cação entre o monitor de bateria e o EPOSMote ocorre por meio do protocolo de comunicação *I-Wire*. Este protocolo não é implementado no hardware da plataforma do EPOSMote. Assim sendo, a próxima seção discute como este protocolo foi implementado em software.

### 3.2.2 Software

#### 3.2.2.1 Protocolo de Comunicação *I-Wire*

O protocolo de comunicação *I-Wire* possibilita a comunicação entre dispositivos utilizando apenas um fio e uma conexão terra. É um protocolo *half-duplex*, projetado para comunicação em baixas frequências. O protocolo *I-Wire* permite a comunicação entre um mestre e vários escravos por meio de um único barramento de dados (MAXIM, 2008). A Figura 21 apresenta as formas de onda da comunicação via *I-Wire*. Na Figura 21 as letras de A a J representam unidades de tempo, as quais são expressas na Tabela 5.

Em algumas plataformas o protocolo de comunicação *I-Wire* é implementado em hardware. Isto implica no dispositivo possuir instruções diretas para gerar as formas de onda *reset*, escrita e leitura apresentadas na Figura 21. Este não é o caso do EPOSMote. Uma opção para contornar este problema seria a utilização de um circuito integrado que atua como *driver* (e.g. DS2480). Este componente permite à plataforma utilizar uma UART para comunicar-se com um dispositivo *I-Wire*. No entanto, esta solução implica no uso de mais componentes, o que também ocasiona maiores gastos de energia (consumo típico de 15 mW, no caso do DS2480). Desta forma, decidiu-se implementar

Figura 21 – Formas de onda do protocolo *I-Wire*.

Fonte: (MAXIM, 2002)

Tabela 5 – Unidades de tempo do protocolo *I-Wire*.

Variável	Tempo [ $\mu\text{s}$ ]	Variável	Tempo [ $\mu\text{s}$ ]
A	06	F	55
B	64	G	00
C	60	H	480
D	10	I	70
E	09	J	410

Fonte: (MAXIM, 2002)

o protocolo *I-Wire* inteiramente em software, utilizando apenas uma porta GPIO para estabelecer a comunicação entre os dois dispositivos.

Inicialmente foram criadas as funções para habilitar uma porta do MC13224V para escrita ou leitura. As funções foram escritas em compatibilidade com o EPOS. Foram implementadas também as funções *reset*, escrever bit e ler bit, conforme documento técnico disponibilizado pela Maxim (MAXIM, 2002). Por fim, utilizando um *loop*, as funções de escrita e leitura de bits foram expandidas para possibilitarem a escrita e leitura de bytes (ver código na Figura 57 no Apêndice A). As principais funções do protocolo *I-Wire* encontram-se na Tabela 6.

Tabela 6 – Principais funções do protocolo *1-Wire* implementado em software.

Nome da Função	Descrição
OWriteByte	Envia um byte ao escravo
OWReadByte	Lê um byte enviado pelo escravo
WTouchReset	<i>Reset</i> do escravo

### 3.2.2.2 Código

Esta seção tem como objetivo explicar como ocorre a comunicação entre o EPOSMote e os circuitos coletores de energia solar. A intenção não é esmiuçar todo o software, mas, utilizando blocos do código original, possibilitar a compreensão da dinâmica de comunicação entre o EPOSMote e o DS2438. Assim, implementações futuras poderão ser realizadas de forma mais rápida. As principais instruções do DS2438 são apresentadas na Tabela 7.

Tabela 7 – Principais instruções do DS2438.

Ação	Instrução
Salta a ROM	0xCC
Escreve no scratchpad	0x4E
Copia do scratchpad para EEPROM/SRAM	0x48
Recupera dados da EEPROM/SRAM	0xB8
Inicia leitura do scratchpad	0xBE
Conversão de temperatura	0x44
Conversão de tensão	0xB4

Antes de as partes mais relevantes do código serem apresentadas, é importante saber que a primeira ação antes de ler ou escrever na memória do DS2438 deve ser a execução do comando *reset*. Como uma das funções do DS2438 é informar a carga instantânea da bateria, é necessário setar no DS2438 o estado inicial de carga da bateria. Isto porque o DS2438 calcula o estado instantâneo de carga da bateria integrando a corrente líquida da mesma e subtraindo do valor de carga inicial. Desta forma, a bateria deve ser recarregada antes do início de cada teste e o valor máximo (0xFF) deve ser escrito no byte ICA (responsável por armazenar a informação de carga da bateria).

O DS2438 não permite escrita em um byte específico de sua memó-

ria. A única possibilidade é acessar uma página de memória (8 bytes). Por exemplo, caso seja necessário escrever no byte ICA (byte 4 da página 01), é necessário escrever nos quatro bytes que o antecedem em sua página (ver mapa de memória na Figura 22). O processo de escrita pode ser interrompido a qualquer momento com um *reset*. Além disso, a informação de estado inicial de carga da bateria deve ser salva na *Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory* (EEPROM) ou na *Static Random Access Memory* (SRAM), para que esta informação não se perca na instrução de *reset* subsequente. Segue o código de configuração do byte ICA para compreensão do processo de escrita na memória do DS2438.

```

reset = WTouchReset(); //reset
OWWriteByte(0xCC); //comando para saltar ROM
OWWriteByte(0x4E); //comando para escrever no scratchpad
OWWriteByte(0x01); //página a ser escrita (página 01)
OWWriteByte(0x00); //escreve 0 no byte 0 da página 01
OWWriteByte(0x00); //escreve 0 no byte 1 da página 01
OWWriteByte(0x00); //escreve 0 no byte 2 da página 01
OWWriteByte(0x00); //escreve 0 no byte 3 da página 01
OWWriteByte(0xFF); //escreve FF no byte ICA da página 01
reset = WTouchReset(); //reset
OWWriteByte(0xCC); //comando para saltar ROM
OWWriteByte(0x48); //copia o scratchpad página 01
OWWriteByte(0x01); //para a memória SRAM página 01

```

Este processo de configuração ocorre apenas uma vez, quando o sistema é iniciado. O processo de leitura (temperatura, tensão e corrente) é um pouco diferente. Para o caso de temperatura e tensão é necessário primeiramente solicitar ao DS2438 uma conversão. Isto se dá pelos comandos 0x44 e 0xB4, respectivamente, conforme Tabela 7. Quando uma conversão é solicitada, o resultado amostrado é salvo na EEPROM/SRAM, a qual não pode ser diretamente acessada. Assim, se faz necessário utilizar o comando 0xB8, o qual copia uma página inteira da EEPROM/SRAM para o *scratchpad*. Segue o código de conversão de temperatura e tensão da bateria.



Figura 22 – Mapa de memória do DS2438.

PAGE	BYTE	CONTENTS	R/W	NV	PAGE	BYTE	CONTENTS	R/W	NV
0	0	STATUS/ CONFIGURATION	R/W	YES	3	0	USER BYTE	R/W	YES
	1	TEMPERATURE LSB	R	NO		1	USER BYTE	R/W	YES
	2	TEMPERATURE MSB	R	NO		2	USER BYTE	R/W	YES
	3	VOLTAGE LSB	R	NO		3	USER BYTE	R/W	YES
	4	VOLTAGE MSB	R	NO		4	USER BYTE	R/W	YES
	5	CURRENT LSB	R	NO		5	USER BYTE	R/W	YES
	6	CURRENT MSB	R	NO		6	USER BYTE	R/W	YES
	7	THRESHOLD	R/W	YES		7	USER BYTE	R/W	YES
1	0	ETM BYTE 0	R/W	NO	4	0	USER BYTE	R/W	YES
	1	ETM BYTE 1	R/W	NO		1	USER BYTE	R/W	YES
	2	ETM BYTE 2	R/W	NO		2	USER BYTE	R/W	YES
	3	ETM BYTE 3	R/W	NO		3	USER BYTE	R/W	YES
	4	ICA	R/W	NO		4	USER BYTE	R/W	YES
	5	OFFSET LSB	R/W	YES		5	USER BYTE	R/W	YES
	6	OFFSET MSB	R/W	YES		6	USER BYTE	R/W	YES
	7	RESERVED	R/W	NO		7	USER BYTE	R/W	YES
2	0	DISCONNECT BYTE 0	R/W	NO	•	•	•	•	•
	1	DISCONNECT BYTE 1	R/W	NO	•	•	•	•	•
	2	DISCONNECT BYTE 2	R/W	NO	•	•	•	•	•
	3	DISCONNECT BYTE 3	R/W	NO	0	USER BYTE	R/W	YES	
	4	END OF CHARGE BYTE 0	R/W	NO	1	USER BYTE	R/W	YES	
	5	END OF CHARGE BYTE 1	R/W	NO	2	USER BYTE	R/W	YES	
	6	END OF CHARGE BYTE 2	R/W	NO	7	3	USER BYTE	R/W	YES
	7	END OF CHARGE BYTE 3	R/W	NO	4	USER BYTE/ CCA LSB	R/W	YES	
					5	USER BYTE/ CCA MSB	R/W	YES	
					6	USER BYTE/ DCA LSB	R/W	YES	
					7	USER BYTE/ DCA MSB	R/W	YES	

Fonte: (MAXIM, 2005)

```

reset = WTouchReset(); //reset
OWWriteByte(0xCC); //comando para saltar ROM
OWWriteByte(0x44); //conversão de temperatura
wait(2000);
reset = WTouchReset(); //reset
OWWriteByte(0xCC); //comando para saltar ROM
OWWriteByte(0xB4); //conversão de tensão
wait(2000);
reset = WTouchReset(); //reset
OWWriteByte(0xCC); //comando para saltar ROM
OWWriteByte(0xB8); //copia dados da SRAM página 00
OWWriteByte(0x00); //para o scratchpad página 00
wait(2000);

```

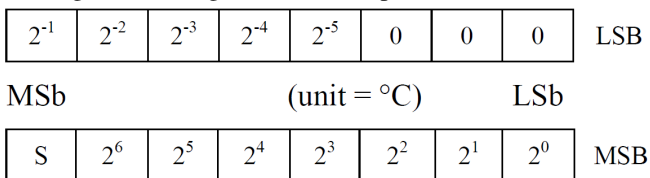
Uma vez que os dados de temperatura e tensão estão no *scratchpad*

é possível iniciar a leitura propriamente dita. Assim como no processo de escrita, não é possível ler um byte específico de uma página do *scratchpad*. É necessário, portanto, ler a página inteira. Os dados lidos de cada byte são armazenados no vetor "data[i]" para tratamento posterior. A temperatura é armazenada nos bytes 1 e 2 da página 00, conforme Figura 23. A tensão por sua vez, é armazenada nos bytes 3 e 4 desta mesma página, conforme Figura 24.

```
reset= WTouchReset(); //reset
OWWriteByte(0xCC); //comando para saltar ROM
OWWriteByte(0xBE); //inicia leitura do scratchpad
OWWriteByte(0x00); //página a ser lida (00)
```

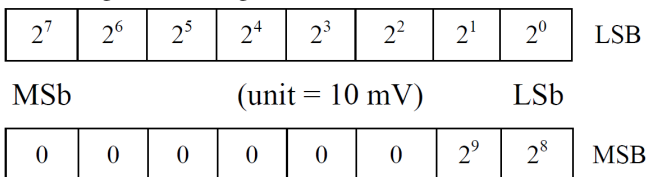
```
// leitura dos 8 bytes de uma página
for ( int i = 0; i < 8; i++){
    data[i] = OWReadByte();
}
```

Figura 23 – Registrador de temperatura do DS2438.



Fonte: (MAXIM, 2005)

Figura 24 – Registrador de tensão do DS2438.



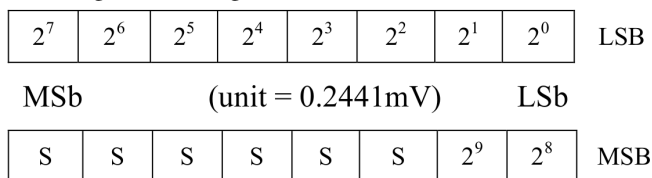
Fonte: (MAXIM, 2005)

Cada grandeza convertida (temperatura, tensão e corrente) precisa ser tratada após a leitura para representar o valor correto da grandeza física. As

três grandezas são armazenadas em dois bytes após serem convertidas. No entanto, em nenhum dos casos os 16 bits são utilizados. Para os três casos é necessário utilizar operações de deslocamento de bits para obterem-se os valores corretos. Apenas o código da corrente elétrica será apresentado, por conter também considerações de hardware. Como a corrente pode ser positiva (entrando na bateria) ou negativa (saindo da bateria), ela é armazenada com a representação complemento de dois. Dos 16 bits do registrador de corrente, seis são utilizados para o sinal e dez para a corrente propriamente dita, conforme Figura 25. Além disso, a equação para cálculo da corrente deve ser observada, a qual é fornecida pelo fabricante do DS2438. Na Equação 3.1  $Reg$  representa o valor armazenado no registrador de corrente e  $R_{sens}$  o valor do resistor *shunt* em Ohms utilizado ( $0,2 \Omega$  neste caso). Assim, o código de leitura de corrente foi escrito como segue:

```
current = ((data[6]<<8)|(data[5]));
if (current > 0x03FF)
    current = (current - 0x10000)/(4096*0.2);
else
    current = current/(4096*0.2);
```

Figura 25 – Registrador de corrente do DS2438.



Fonte: (MAXIM, 2005)

$$I = \frac{Reg}{4096 \times R_{sens}} \quad (3.1)$$

O DS2438 possui uma opção de leitura automática de corrente. Ou seja, a corrente é amostrada a um período de 27,46 ms e o valor é armazenado na página 00 da SRAM. Por este motivo não é necessário solicitar a conversão de corrente. Assim, com a leitura da página 00 da SRAM, é possível acessar também a informação da corrente da bateria, a qual é armazenada nos bytes 5 e 6 desta página. As demais grandezas (temperatura, tensão, tempo etc) são amostradas e/ou tratadas de forma semelhante. O código completo encontra-se na Figura 57 no Apêndice A.

A última parte do código a ser comentada refere-se ao envio dos dados ao computador, para que os gráficos pudessem ser traçados. A instrução "cout" foi utilizada, e os dados foram então enviados via usb. Além da temperatura, tensão e corrente, foram enviados o tempo de teste e os dados dos registradores ICA, CCA e DCA. O registrador ICA armazena a carga remanescente da bateria. O registrador CCA armazena a corrente de carga da bateria, ou seja, apenas a corrente que entra na bateria. Por fim, o registrador DCA armazena a corrente de descarga. Todas estas informações podem ser utilizadas pelo escalonador de tarefas consciente de energia, o qual terá uma estimativa muito mais precisa da carga da bateria.

### 3.2.3 Testes do Circuito de Acoplamento Direto

Com o intuito de testar a eficiência do circuito coletor de energia solar de acoplamento direto, uma plataforma de testes foi montada. Esta plataforma consistiu de painéis solares, um piranômetro, sensores de temperatura, o circuito coletor de energia solar, o sistema embarcado (EPOSMote) e um notebook. Esta estrutura foi montada no terraço do bloco A da engenharia mecânica, no laboratório Fotovoltaica da UFSC. Os painéis solares foram acoplados a uma estrutura metálica já existente, a qual possui uma inclinação de  $27^\circ$ . Este grau de inclinação é proposital, uma vez que Florianópolis situa-se à latitude  $27^\circ$  no hemisfério sul. O piranômetro e o sensor de temperatura externa também estavam instalados nesta mesma estrutura metálica (modelos KIPP & ZONEN - CM3, Sensorbox-IEN100914).

O circuito coletor de energia solar, bem como o sistema embarcado, foram mantidos dentro de uma caixa plástica para evitar contato com a chuva. Os dados coletados pelo EPOSMote eram enviados à um notebook (via cabo usb), o qual localizava-se dentro do laboratório Fotovoltaica. Estes eram referentes às medições efetuadas pelo CI monitor de bateria. Estes dados eram enviados aproximadamente uma vez por segundo. As informações enviadas neste pacote de dados estão descritas na Seção 3.2.2. O teste iniciou-se no dia 16 de Março de 2012 às 21h15min, com duração total de 62 horas e 45 minutos.

Para este teste o rádio do EPOSMote foi configurado para enviar dados aleatórios constantemente. Este *duty cycle* de 100% foi utilizado com intuito de aumentar o consumo de energia do sistema embarcado. A intenção foi diminuir o tempo de teste, sendo possível avaliar alterações no nível de tensão da bateria. Caso o EPOSMote fosse configurado para operar com *duty cycle* menor do que 5% (como em aplicações típicas de redes de sensores sem fio (RAGHUNATHAN et al., 2005)), o teste poderia durar meses para verificação

da mesma variação da tensão da bateria. É importante lembrar aqui que variações na tensão da bateria implicam em diferentes níveis de eficiência na conversão da energia solar, uma vez que o painel está acoplado diretamente à bateria.

### 3.3 CIRCUITO COM RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

A Seção 3.2 apresentou uma solução para circuitos coletores de energia solar, a qual não tem como foco principal a operação do painel solar em seu ponto de máxima potência. Nesta seção, contudo, será discutida a utilização de um método de rastreamento do ponto de máxima potência aplicado à um sistema embarcado de baixo consumo de energia. Este método MPPT, é implementado em um circuito integrado comercial. Assim, esta seção tratará do projeto de um circuito utilizando o CI MPPT, com o intuito de comparar seu desempenho em relação ao circuito de acoplamento direto.

#### 3.3.1 Hardware

Antes de discutir-se a respeito do circuito baseado no CI MPPT, algumas considerações devem ser feitas a respeito do sistema como um todo. O painel solar utilizado para este circuito não pôde ser o mesmo utilizado no circuito da Seção 3.2.1. Isto porque o CI MPPT funciona como um conversor dc-dc do tipo *boost*, sendo necessário que a tensão de saída do CI seja maior do que a tensão de entrada. Como as baterias foram mantidas (duas células do tipo AA de 1,25 V) a tensão de entrada teve que ser alterada. Assim, foram utilizados dois painéis solares de 2 V-100 mA e 55 x 45 mm conectados em paralelo.

A caracterização deste painel solar foi realizada no dia 03 de Maio de 2013 das 12h às 12h50min, com uma irradiância média de  $899 \text{ W/m}^2$ . As Figuras 26 e 27 mostram os dados coletados. O objetivo da caracterização foi encontrar a tensão de circuito aberto, a corrente de curto circuito e a tensão de máxima potência em um cenário real. Os valores obtidos estão apresentados na Tabela 8.

Existem diferentes opções para CIs MPPT disponíveis no mercado. A STMicroelectronics disponibiliza o SPV1040 (STMICROELECTRONICS, 2013a), a NXP o SM72442 (TEXAS-INSTRUMENTS, 2012), a Texas Instruments o MPT612 (NXP, 2010), entre outras. Dentre estas opções, analisando os *datasheets* dos componentes, conclui-se que o SPV1040 é o mais

Figura 26 – Caracterização do painel solar 55 x 45 mm - curva tensão-corrente.

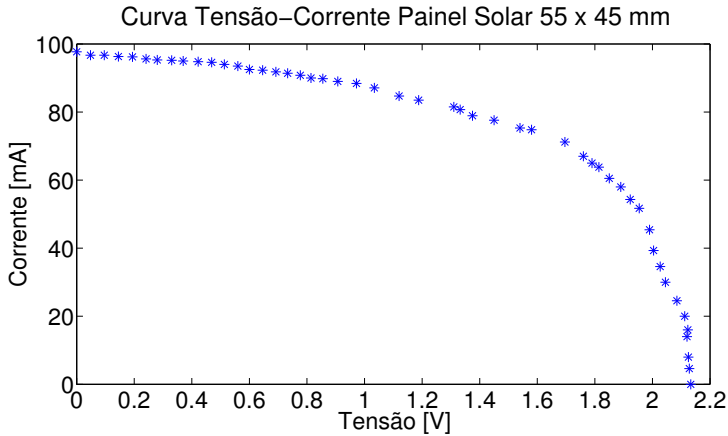
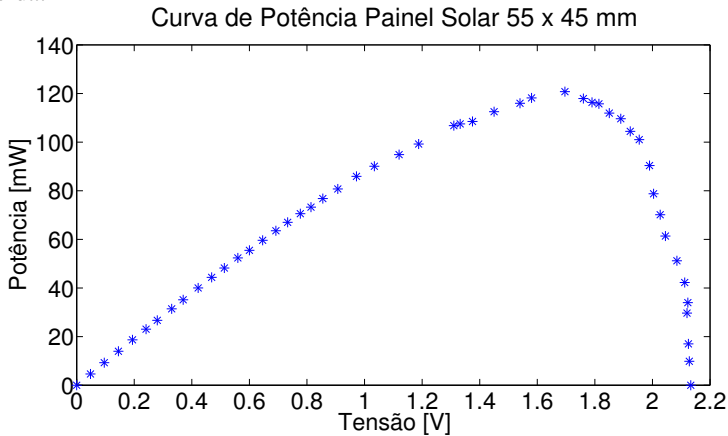


Figura 27 – Caracterização do painel solar 55 x 45 mm - curva potência fornecida.



indicado para aplicações de baixo consumo, principalmente por sua característica de operação do painel solar em baixos níveis de tensão. Por este motivo, este foi o CI escolhido para este projeto. Este CI é, em suma, um conversor dc-dc do tipo *boost*, com controle da tensão de saída via resisto-

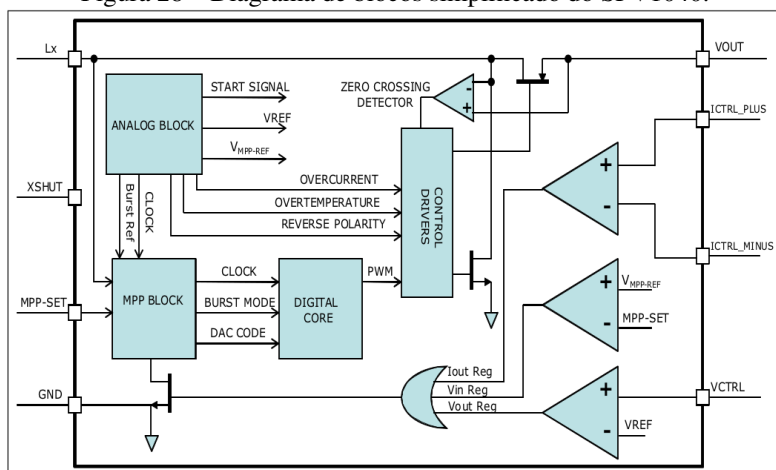
res externos e controle interno da tensão aplicada sobre o painel solar. O

Tabela 8 – Caracterização experimental do painel solar de 55 x 45 mm.

$V_{OC}$	2,13 V
$I_{SC}$	97,7 mA
$V_{MPP}$	1,69 V

SPV1040 possui um bloco interno responsável pela implementação do método Pertuba e Observa. Assim, baseado nas leituras de tensão e corrente realizadas pelos pinos MPP-SET,  $I_{CTRL\_PLUS}$  e  $I_{CTRL\_MINUS}$ , o CI mantém a tensão do painel solar próxima da tensão de máxima potência transferida. O SPV1040 opera com tensões de entrada de 0,3 V a 5,5 V (STMICROELECTRONICS, 2013a). Além disso, o CI funciona em três modos de operação diferentes: *soft start*, *start up* e *MPPT*. A análise criteriosa do funcionamento interno do SPV1040 foge do escopo deste trabalho, uma vez que sua estrutura interna não é informada de forma detalhada pelo fabricante. No entanto, uma análise, ainda que superficial, do diagrama de blocos da Figura 28, nos leva a uma melhor compreensão dos modos de operação do CI. O modo *soft start*

Figura 28 – Diagrama de blocos simplificado do SPV1040.



Fonte: (STMICROELECTRONICS, 2013a)

foi projetado para o caso específico de uma baixa tensão de saída (bateria descarregada). Neste caso, a corrente proveniente do painel solar flui da entrada do CI para sua saída através do diodo de corpo do retificador síncrono.

Ou seja, não há um controle sobre a tensão do painel solar, assim a tensão de saída acompanha a tensão do indutor de entrada. O CI permanece neste modo até que a tensão de saída atinja 0,8 V. Com uma tensão de saída entre 0,8 V e 2,0 V o SPV1040 atua no modo *start up*. Neste caso, uma frequência fixa de chaveamento permite o fluxo de corrente da entrada para a saída, no entanto, o módulo MPPT ainda não está ativo devido a baixa tensão de saída. A partir da tensão de saída superior a 2,0 V o módulo MPPT é acionado, havendo portanto o controle da tensão sobre o painel solar, baseado nas leituras de tensão e de corrente.

Para este circuito o sistema de proteção é idêntico ao do circuito da Seção 3.2, ou seja, é baseado no CI ICL7665. Conforme mencionado anteriormente, quando a tensão da bateria atinge 2,1 V a carga é desconectada do sistema. Desta forma, a tensão da bateria nunca atinge tensões menores do que 2,0 V, o que possibilita ao SPV1040 operar sempre em modo MPPT. O circuito de monitoramento da bateria também foi mantido. Isto preservou as funcionalidades do circuito apresentado na Seção 3.2, bem como possibilitou uma comparação coerente em relação ao consumo de energia de ambos os circuitos.

A base para o projeto deste circuito foi o *application note* disponibilizado pela STMicroelectronics (STMICROELECTRONICS, 2013b). As Figuras 29 e 30 mostram, respectivamente, o diagrama de blocos simplificado do circuito bem como o diagrama do bloco MPPT. Características específicas do circuito, como valores dos componentes, podem ser verificadas no esquemático na Figura 61 no Apêndice B.

Figura 29 – Diagrama de blocos simplificado do circuito coletor de energia solar baseado no CI MPPT.

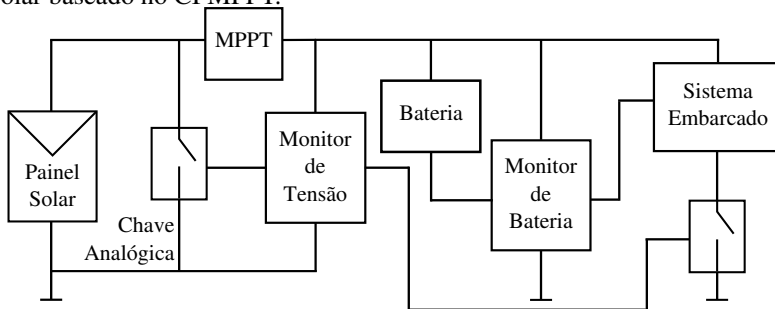
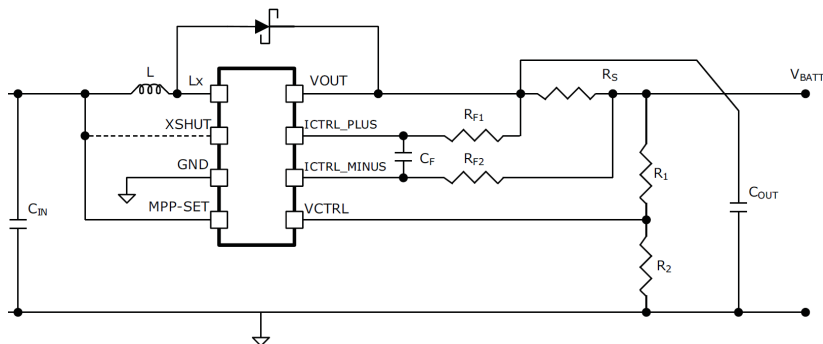




Figura 30 – Esquemático simplificado do bloco MPPT.



Fonte: (STMICROELECTRONICS, 2013b)

### 3.3.2 Testes do Circuito com Rastreador do Ponto de Máxima Potência

Dois testes foram realizados para o circuito com MPPT. Um teste em dias nublados (baixo nível de irradiância solar) e outro em dias ensolarados (irradiância solar elevada). Nestes dois testes, além do circuito com MPPT, o circuito de acoplamento direto foi simultaneamente avaliado. A intenção destes testes foi comparar o desempenho de ambos os circuitos submetidos à mesma condição ambiental.

Uma vez que o circuito de acoplamento direto foi também avaliado neste teste, uma importante consideração de projeto precisa ser relembada. O circuito diretamente acoplado, quando testado individualmente (Seção 3.2.3), fez uso de um painel de 4 V. Por sua vez, o circuito com rastreador do ponto de máxima potência utiliza um painel solar de 2 V (ver seções 3.2.1 e 3.3.1). Desta forma, para que a potência de entrada fosse igual para os dois circuitos, utilizaram-se dois mini-painéis de 2 V-100 mA conectados em série para o circuito diretamente acoplado e dois mini-painéis de 2 V-100 mA conectados em paralelo para o circuito com MPPT. Desta forma, a potência de entrada nominal ( $1000 \text{ W/m}^2$ ) para ambos os sistemas era a mesma (400 mW), tornando a comparação viável.

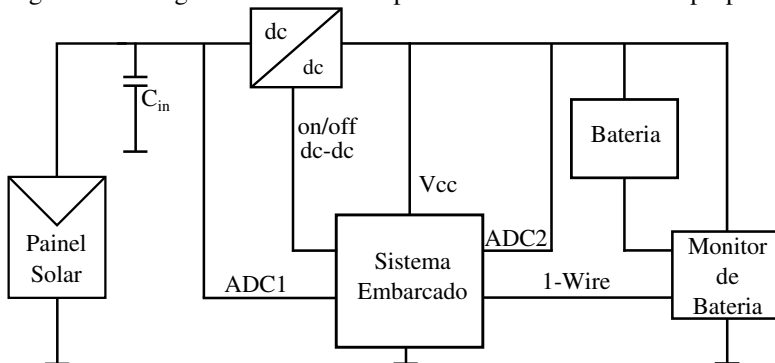
Os quatro mini-painéis solares foram acoplados na mesma estrutura metálica do primeiro teste (Seção 3.2.3), no terraço do bloco A da engenharia mecânica, no laboratório Fotovoltaica da UFSC. Os dados coletados pelos dois EPOSMotes eram enviados a um notebook (via cabo usb), o qual localizava-se dentro do laboratório Fotovoltaica. Estes dados eram referentes às medições efetuadas pelos CIs monitores de bateria de ambos os circuitos.

A taxa de transmissão de dados também foi de aproximadamente um pacote por segundo. As informações enviadas neste pacote de dados estão descritas na Seção 3.2.2. O primeiro teste iniciou-se no dia 13 de Dezembro de 2012 às 16h15min, com duração total de 59 horas e 5 minutos. O segundo teste teve início no dia 24 de Janeiro de 2013 às 08h05min, com duração de 37 horas e 45 minutos. Os rádios dos EPOSMotes foram configurados para enviarem dados aleatórios constantemente e com um *duty cycle* de 100%, assim como no teste do circuito diretamente acoplado.

### 3.4 CIRCUITO COM RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA CONTROLADO POR SOFTWARE

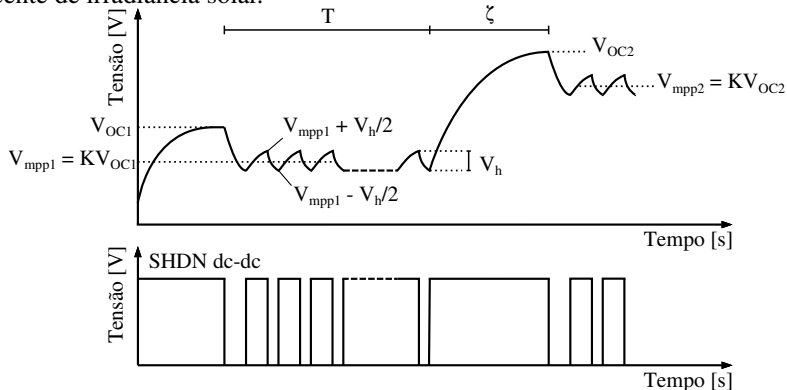
Conforme discussão realizada na Seção 4.2.2, percebe-se que existe a necessidade de um projeto específico de circuito MPPT para aplicações de baixo consumo de energia. A análise dos resultados obtidos com os testes em campo motivaram o estudo de circuitos com esta finalidade. Nota-se que em muitos destes trabalhos os métodos MPPT são implementados em hardware (DONDI et al., 2008; LOPEZ-LAPENA; PENELLA; GASULLA, 2010; LOPEZ-LAPENA; PENELLA, 2012). Uma possível solução mais eficiente é proposta nesta seção. Esta proposta baseia-se no método *Fractional Open Circuit Voltage* controlado por um software executado no próprio sistema embarcado. O circuito proposto nesta seção opera um conversor dc-dc do tipo *boost* (MAX1796) por meio da técnica de modulação por frequência de pulso (PFM) apresentada na Seção 2.3.2. O diagrama de blocos da Figura 31 ilustra o circuito. Seu esquemático pode ser encontrado na Figura 62 no Apêndice B.

Figura 31 – Diagrama de blocos simplificado do circuito MPPT proposto.



Para facilitar a compreensão do método, imagine-se que a tensão inicial sobre o capacitor  $C_{in}$  é igual a a tensão  $V_{OC}$  e que esta tensão já tenha sido devidamente amostrada por um ADC e armazenada em uma variável. Neste momento o conversor dc-dc deve ser acionado (SHDN em nível lógico baixo). Assim uma corrente  $I_l$  irá fluir para o conversor dc-dc, descarregando o capacitor  $C_{in}$  até que este atinja a tensão  $V_{mpp} - V_h/2$ , a qual é calculada em software a partir da Equação 2.11. Depois que a tensão sobre  $C_{in}$  atinge  $V_{mpp} - V_h/2$ , o conversor dc-dc é desligado novamente até que a tensão sobre  $C_{in}$  aumente até  $V_{mpp} + V_h/2$ . Este processo se repete inúmeras vezes até que o período  $T$  se cumpra, conforme Figura 32. Nota-se na Figura 32 que o nível de irradiância solar está aumentando, uma vez que  $V_{OC1}$  é menor que  $V_{OC2}$ . Isto significa que o circuito rastreador está aumentando a tensão sobre o painel solar de forma a extrair mais energia. Da mesma forma, se houver uma queda no nível de irradiância (devido a passagem de uma nuvem, por exemplo), o circuito é capaz de rastrear esta queda, conforme Figura 33.

Figura 32 – Controle de tensão do método MPPT proposto para nível crescente de irradiância solar.



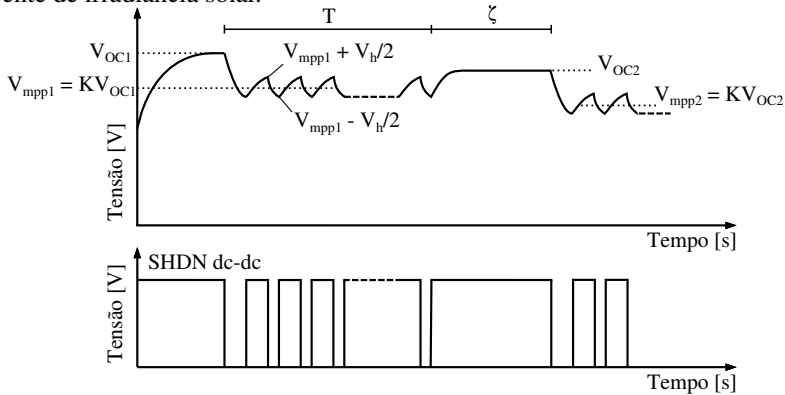
O período  $T$ , em ambos os casos, pode ser aproximado pela Equação 3.2 (LOPEZ-LAPENA; PENELLA, 2012),

$$T = n \frac{C_{in} V_h}{I_s} \quad (3.2)$$

onde:  $n$  (definido em software) é o número de ciclos,  $V_h$  (definido em software) é a faixa de tensão em torno de  $V_{mpp}$ ,  $C_{in}$  é a capacitância de  $C_{in}$  e  $I_s$  é a corrente do painel solar.

$V_h$  é a faixa de tensão em que se admite que o painel solar opere depois de calculada a  $V_{mpp}$ . A tensão de operação do painel solar não será

Figura 33 – Controle de tensão do método MPPT proposto para nível decrescente de irradiância solar.



exatamente a  $V_{mpp}$ , mas irá oscilar em torno dela. A tensão  $V_h$  também é configurada via software. A tensão  $V_h$  deveria ser minimizada, para que o painel solar operasse o mais próximo possível da  $V_{mpp}$ . No entanto, quanto menor a tensão  $V_h$  maior deve ser a frequência de leitura do ADC e, portanto, maior será a sobrecarga do sistema. Isto porque o software de controle continuamente compara a tensão amostrada pelo ADC (tensão sobre  $C_{in}$ ) com as tensões de limiar ( $V_{mpp} - V_h/2$  ou  $V_{mpp} + V_h/2$ ).

Ao final de um período  $T$ , uma nova tensão  $V_{OC}$  precisa ser amostrada. Para isto é necessário desligar o conversor dc-dc (SHDN em nível lógico alto). Desta forma, não há corrente entrando no conversor dc-dc, e a corrente do painel solar ( $I_s$ ) irá carregar o capacitor  $C_{in}$  por um período  $\zeta$  até que a tensão  $V_{OC}$  se estabeleça sobre o capacitor  $C_{in}$ . O período  $\zeta$  é definido por software e hardware, pois também depende também da capacitância de  $C_{in}$ , da corrente do painel solar e da tensão  $V_h$ , conforme aproximação dada pela Equação 3.3 (LOPEZ-LAPENA; PENELLA, 2012). Nesta equação  $m$  é um parâmetro temporal ajustável via software. Quanto menor for o período  $\zeta$ , mais rápido se atinge a  $V_{mpp}$ , e mais eficiente será o rastreamento. Contudo, quanto menor o período  $\zeta$ , maior a atividade de rastreamento, e conseqüentemente, maiores as perdas. Assim, esta variável precisa ser otimizada.

$$\zeta = mT \quad (3.3)$$

Como as variáveis  $n$ ,  $m$  e  $V_h$  são controladas por software, este circuito proposto pode se adaptar para diferentes tipos de painéis solares e condições ambientais. O único parâmetro em hardware que afeta o controle MPPT é a

capacitância de  $C_{in}$ . Esta é a principal diferença para o método proposto por (LOPEZ-LAPENA; PENELLA, 2012) apresentado na Seção 2.3.2, o qual possui as variáveis  $\zeta$  e  $T$  dependentes de parâmetros em hardware. Uma proposta de controle em software encontra-se na Figura 58 no Apêndice A.

### 3.5 CÁLCULO DE CARGA ELÉTRICA E DE ENERGIA

Esta seção dedica-se a explicar como são calculadas a quantidade de carga elétrica e a energia líquida armazenada/despendida pelos sistemas. Ambas as grandezas são importantes na avaliação do desempenho dos circuitos coletores de energia solar. Utilizando as informações coletadas pelo CI monitor de bateria e realizando os cálculos descritos nesta seção, torna-se possível uma comparação numérica de desempenho entre o circuito diretamente acoplado e o circuito com rastreador do ponto de máxima potência.

#### 3.5.1 Cálculo de Carga Elétrica

Baterias comumente apresentam sua capacidade em  $Ah$ . Esta é uma unidade de carga elétrica, que não pode ser confundida com a quantidade de energia armazenada na bateria (dada em Joule ou Watt-hora). No entanto, para a interpretação de alguns fenômenos que ocorrem na recarga de baterias é interessante utilizar o cálculo de carga elétrica. Neste trabalho, este cálculo é utilizado para traçar uma curva de carga elétrica por tempo (Figura 35). O cálculo de carga elétrica é um problema de cálculo integral, conforme Equação 3.4. No entanto, é necessário utilizar o conceito de integral discreta, uma vez que os dados de corrente elétrica são amostras. Portanto, utilizou-se a soma de Riemann (Equação 3.5) onde  $f(i)$  é a função discreta a ser somada,  $n$  é o número de amostras e  $\Delta_i$  é o intervalo entre duas amostras consecutivas.

$$Q = \int_{t_0}^{t_f} I(t) dt \quad (3.4)$$

$$\sum_{i=1}^n (f(i) \times \Delta_i) \quad (3.5)$$

Os dados de corrente elétrica são amostras coletadas pelo CI monitor de bateria a uma taxa de amostragem constante. Assim, o cálculo de carga elétrica, para um período de tempo determinado (tempo entre amostras), se dá pela Equação 3.6, onde:  $Q_q$  é a quantidade de carga elétrica armazenada em um período de tempo.  $I_{bat}$  é a corrente elétrica instantânea saindo ou entrando

na bateria. Se a corrente estiver entrando na bateria,  $I_{bat}$  assume valores positivos. Caso contrário, assume valores negativos.  $t_{sample}$  é o período entre amostras, para o qual a corrente  $I_{bat}$  é considerada constante.

$$Q_q = I_{bat} \times t_{sample} \quad (3.6)$$

Para traçar uma curva que possa denotar a quantidade de carga elétrica remanescente na bateria é necessário utilizar um valor inicial de carga elétrica. Desta forma, o cálculo de carga elétrica remanescente é dado pela Equação 3.7, onde:  $Q_{rem}(i)$  é a carga elétrica remanescente na bateria em uma dada amostra  $i$ .  $Q_{ini}$ , por sua vez, é o valor de carga elétrica inicial.

$$Q_{rem}(i) = Q_0 + \sum_{i=1}^n (I_{bat} \times t_{sample}) = Q_0 + \sum_{i=1}^n Q_q \quad (3.7)$$

Uma vez que as equações foram apresentadas de forma genérica, é interessante agora particularizá-las para o caso avaliado neste trabalho. A primeira consideração que deve ser feita é em relação ao período de amostragem. O CI monitor de bateria realiza uma amostra da corrente a cada 27,46 ms. No entanto, o registrador é lido apenas uma vez por segundo. Assim, para este caso,  $t_{sample}$  é constante e igual a um. A segunda questão refere-se ao valor inicial de carga elétrica, o qual foi considerado como a soma das capacidades das duas baterias (2.100 mAh + 2.100 mAh = 4.200 mAh). A Equação 3.8 é a particularização para o caso estudado, onde:  $Q_{rem}(i)$  e  $I_{bat}$  são dadas respectivamente em mAh e mA.

$$Q_{rem}(i) = 4.200 + \sum_{i=1}^n \left( I_{bat} \times \frac{1}{3600} \right) \quad (3.8)$$

Como o tempo entre amostras é constante, a Equação 3.8 pode ainda ser simplificada conforme Equação 3.9, o que diminui o esforço computacional.

$$Q_{rem}(i) = 4.200 + \frac{1}{3600} \sum_{i=1}^n I_{bat} \quad (3.9)$$

### 3.5.2 Cálculo de Energia Líquida Consumida

A energia elétrica consumida por um circuito pode ser calculada pela Equação 3.10, onde  $P(t)$  é a potência elétrica em função do tempo.

$$E = \int_{t_0}^{t_f} P(t) dt \quad (3.10)$$

Como na seção anterior, utiliza-se a Equação 3.5, por tratar-se de um caso com funções discretas. A única diferença para este caso é que a função discreta a ser integrada,  $f(i)$ , é a função potência, calculada pela Equação 3.11, onde:  $V_{bat}$  e  $I_{bat}$  são, respectivamente a tensão e a corrente instantâneas da bateria. Se a corrente estiver entrando na bateria  $I_{bat}$  assume valores positivo, caso a corrente esteja saindo da bateria  $I_{bat}$  assume valores negativos.

$$f(i) = P_{inst} = V_{bat} \times I_{bat} \quad (3.11)$$

A Equação 3.12 fornece a energia líquida consumida pelo sistema durante um período de tempo determinado. Ela é uma particularização da Equação 3.5, para um período de amostragem constante  $t_{sample}$ .

$$E_{net} = \sum_{i=1}^n (V_{bat} \times I_{bat}) \times t_{sample} \quad (3.12)$$





## 4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Este capítulo é organizado em duas seções, uma para cada circuito testado neste trabalho. A primeira seção discute os resultados do teste realizado para o circuito de acoplamento direto. A segunda seção, por sua vez, apresenta dois testes em que ambos os circuitos foram testados, sob as mesmas condições ambientais, com intuito de comparar seus desempenhos.

### 4.1 CIRCUITO DE ACOPLAMENTO DIRETO

O primeiro resultado a ser discutido é o comportamento da tensão da bateria ao longo do teste (ver Seção 3.2.3 para informações sobre condições de teste), o qual é apresentado na Figura 34. Nota-se a queda da tensão durante os períodos noturnos e o aumento da mesma durante os períodos diurnos, conforme esperado. Contudo, nota-se uma diferença nos picos de tensão, sobretudo entre os dois primeiros picos. Esta diferença está vinculada à quantidade de energia armazenada na bateria. Para uma melhor compreensão desta diferença nos picos de tensão é importante recorrer-se a Figura 19. Neste gráfico percebe-se que a inclinação da curva é menos acentuada para capacidade de carga entre 40% e 80%. Para percentuais de carga acima de 80% nota-se um aumento mais significativo da tensão. Com esta informação em mente é necessário analisar outra curva para se compreender a diferença entre os picos de tensão da Figura 34. A Figura 35 apresenta a evolução da carga elétrica remanescente na bateria (em *mAh*) ao longo do teste (ver Seção 3.5.1). Analisando-se o teste em sua totalidade nota-se que a quantidade de carga elétrica decaiu em relação ao valor inicial (referente a bateria completamente carregada). Assim, como os picos de tensão da Figura 34 ocorreram com diferentes percentuais de carga na bateria, a diferença entre os picos de tensão é justificada. A diferença entre o segundo e o terceiro pico é menor, pois o percentual de carga da bateria para estes dois picos estava entre 40% e 80%.

Outra questão a ser abordada, ainda analisando a Figura 35, é que o sistema, nesta configuração, não é auto-suficiente. Caso o teste fosse estendido por mais algumas horas certamente o sistema embarcado sofreria um desligamento por falta de energia. Conforme mencionado anteriormente, este comportamento foi induzido pela configuração de *duty cycle* de 100%. Assim, foi possível notar as grandes variações de tensão na Figura 34. Logicamente, em uma situação de aplicação real, com configurações adequadas de envio de dados (i. e. *duty cycle* <5%), o sistema tornaria-se auto-suficiente.

A Figura 36 mostra a corrente entregue pelo painel solar. Este gráfico

Figura 34 – Evolução da tensão da bateria.

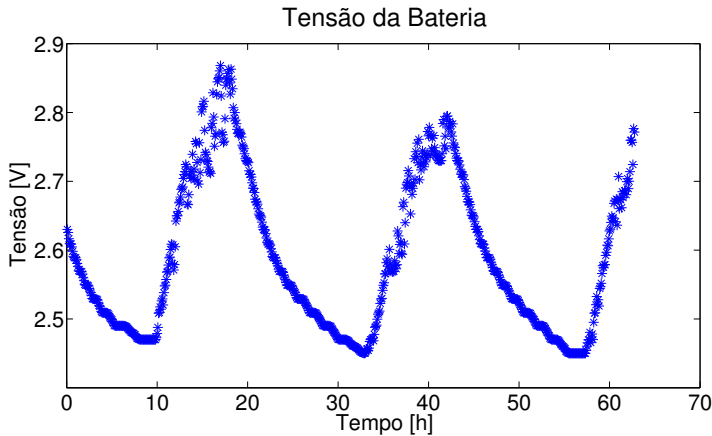
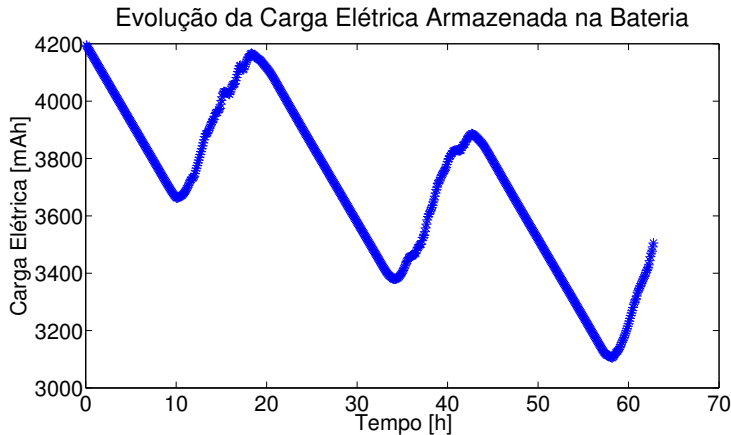


Figura 35 – Evolução da carga elétrica armazenada na bateria ao longo do teste.



foi plotado a partir dos dados coletados do CI monitor de bateria. Para obter a corrente entregue pelo painel solar a partir da corrente da bateria é necessário saber a corrente consumida pelo sistema. A corrente consumida pelo sistema pode ser obtida a partir dos dados plotados no gráfico apresentado na Figura 37. Nota-se que, no período noturno, como não ocorreu entrada de

energia, a bateria apresenta uma corrente de saída constante de 50 mA. Esta é portanto a corrente consumida pelo sistema, o qual possui um comportamento estável, uma vez que o EPOSMote foi programado para enviar dados continuamente.

Figura 36 – Corrente elétrica entregue pelo painel solar.  
Corrente Elétrica Entregue pelo Painel Solar

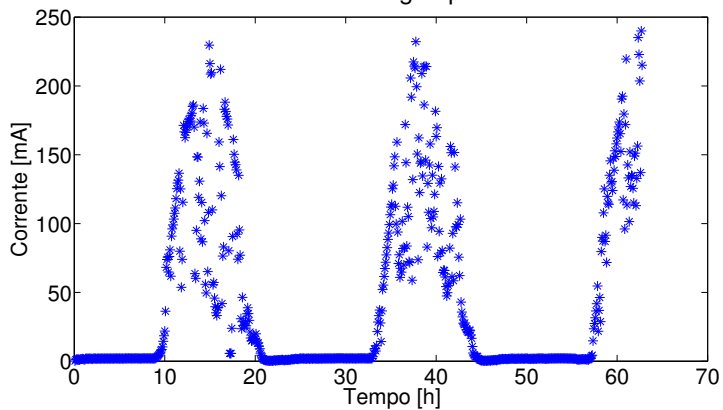
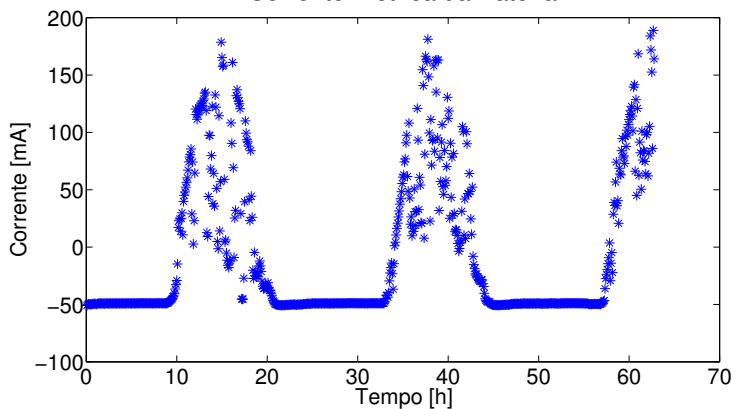


Figura 37 – Corrente elétrica da bateria.  
Corrente Elétrica da Bateria



O maior interesse em se obter a corrente fornecida pelo painel solar

é buscar uma correlação com a irradiância solar. Esta correlação é muito interessante para realização de simulações de entrada de energia em redes de sensores sem fio. Bancos de dados dos níveis de irradiância solar permitem estimar a entrada de energia nos nodos da rede de sensores. Estas simulações auxiliam o desenvolvimento dos escalonadores de tarefas. Além das funcionalidades de agendamento de tarefas, o escalonador pode realizar a previsão de entrada de energia. Para ilustrar esta possibilidade toma-se o seguinte exemplo: Imagine-se que o escalonador é informado pelo circuito coletor de energia que para um determinado nó da rede de sensores sem fio, há pouca energia armazenada na bateria. Normalmente, o escalonador reduziria o número de tarefas não-críticas a serem executadas, com intuito de manter aquele nó em funcionamento. No entanto, caso o escalonador possua uma metodologia de previsão, e caso o dia esteja próximo de amanhecer, o escalonador pode decidir não reduzir o número de tarefas não-críticas, baseado na previsão de entrada próxima de energia. Com o intuito de contribuir com a simulação do desempenho do escalonador de tarefas foi traçado o gráfico que relaciona a corrente elétrica entregue pelo painel solar e o nível de irradiância.

No entanto, este gráfico não pôde ser diretamente traçado a partir dos dados coletados. Isto porque o módulo de aquisição de dados de irradiância e temperatura armazena as medidas a cada cinco minutos. Este valor armazenado é uma média dos valores amostrados ao longo dos cinco minutos à uma taxa de 1 Hz. No entanto, não é possível acessar as 300 amostras coletadas ao longo dos cinco minutos, e sim apenas o valor médio das amostras. Como há interesse em plotar-se a curva que relaciona a corrente elétrica entregue pelo painel em função da irradiância solar, foi implementado um algoritmo para cálculo das médias das amostras (Figura 59 no Apêndice A). Assim sendo, cada ponto nas curvas apresentadas nas Figuras 38 e 39 é uma média das 300 amostras coletadas no período de cinco minutos. A Figura 38 apresenta a irradiância solar durante o teste. A Figura 39, por sua vez, correlaciona os dados de corrente elétrica entregue pelo painel solar e a irradiância solar.

Sabe-se que a relação entre corrente elétrica e o nível de irradiância solar só é linear quando o painel solar está no estado de curto-circuito, conforme Equação 2.1. A corrente elétrica, além da dependência do nível de irradiância, apresenta um termo exponencial, conforme Equação 2.4. Isto significa que a corrente do painel solar também é dependente de outras variáveis (temperatura, tensão sobre o painel solar). No entanto, o gráfico da Figura 39 apresenta um comportamento que pode ser aproximado por um equação linear. Esta aproximação linear pode ser utilizada para simulações de entrada de energia quando apenas dados de irradiância são fornecidos ao simulador. A Equação 4.1 é a aproximação linear experimental da relação entre a corrente elétrica entregue pelo painel solar e a irradiância solar para

Figura 38 – Irradiância solar ao longo do teste.

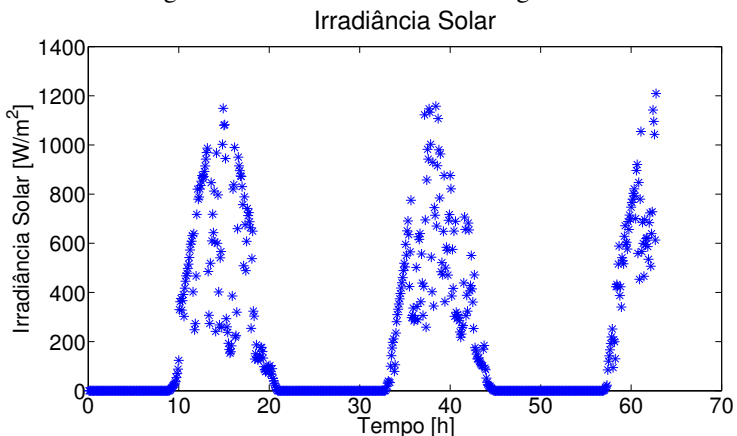
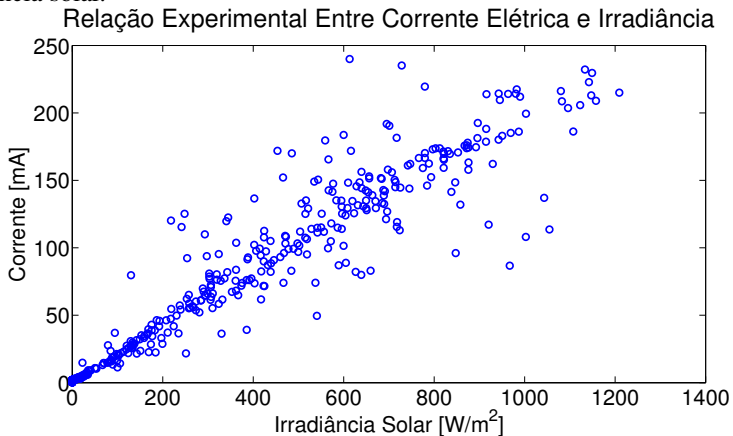


Figura 39 – Relação entre corrente elétrica entregue pelo painel solar e irradiância solar.



este sistema, onde:  $I_{panel}$  é a corrente entregue pelo painel solar em [mA] e Irrad é o nível de irradiância em [ $W/m^2$ ].

$$I_{panel} = 0.20628 \times Irrad \quad (4.1)$$

Figura 40 – Variação da temperatura durante o teste.  
Temperatura Ambiente

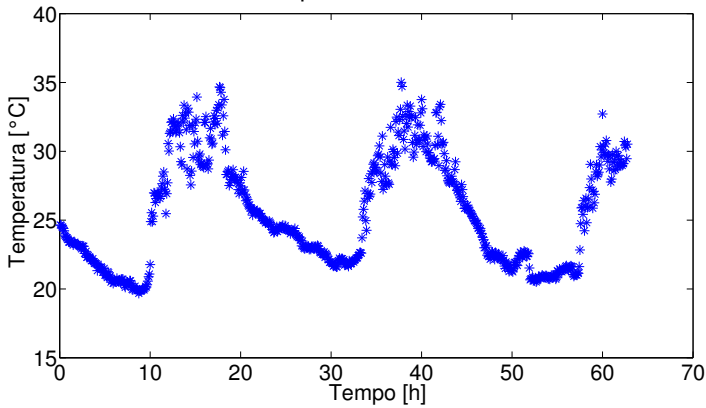
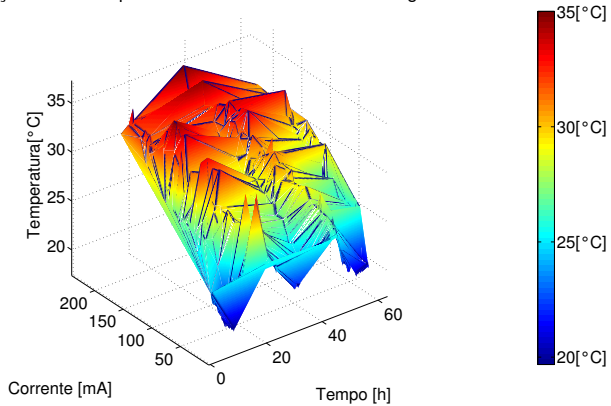


Figura 41 – Relação entre corrente elétrica e temperatura ao longo do teste.  
Relação Entre Temperatura e Corrente Elétrica ao Longo do Teste



A Figura 40 mostra que a temperatura não se manteve constante durante o teste. Ao contrário, uma grande variação de temperatura foi verificada. Comparando os gráficos das Figuras 36 e 40 percebe-se que as temperaturas mais elevadas ocorrem justamente nos pontos de maior corrente entregue pelo painel. Desta forma, além da variação da tensão do painel solar, a grande variação de temperatura contribuiu para a dispersão dos pontos verificada na Fi-

gura 39. O gráfico da Figura 41 confirma que, em geral, quanto maior o nível de irradiância (consequentemente maior a corrente elétrica entregue) maior a temperatura do painel solar.

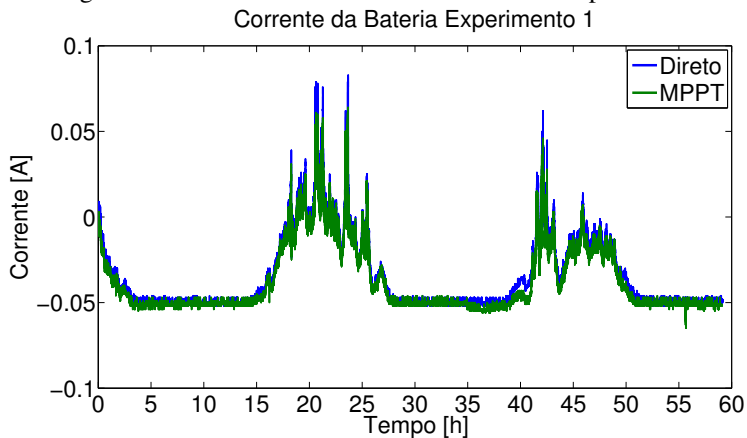
## 4.2 CIRCUITO COM RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Esta seção apresenta os resultados e análises de dois testes realizados com ambos os circuitos (circuito com MPPT e circuito de acoplamento direto). As condições de teste estão descritas na Seção 3.3.2.

### 4.2.1 Comparação de Resultados dos Circuitos

O primeiro resultado a ser analisado é referente às correntes elétricas das baterias, as quais são apresentadas na Figura 42. Este gráfico mostra tanto a corrente da bateria do circuito acoplado diretamente quanto do circuito com rastreador do ponto de máxima potência. Estas são as correntes líquidas do sistema, ou seja, o resultado da soma entre a corrente proveniente do painel solar (valores positivos) e a corrente consumida pelo sistema (valores negativos).

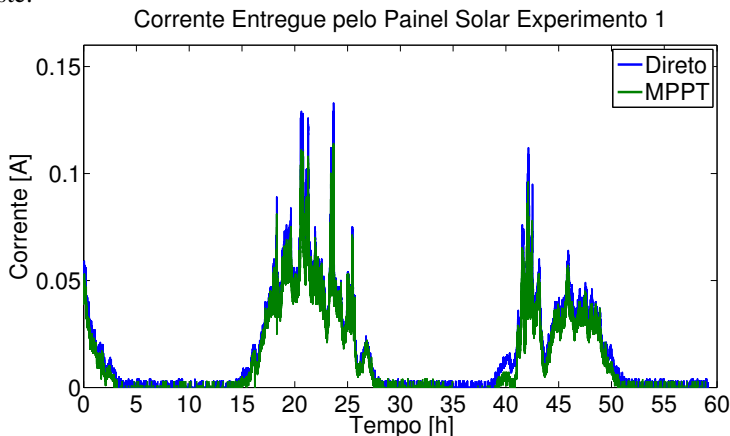
Figura 42 – Corrente elétrica das baterias durante primeiro teste.



Como pode ser visto, a maior parte dos pontos é referente a valores

negativos de corrente. Ou seja, na maior parte deste teste a corrente consumida por ambos os sistemas foi maior do que aquela coletada pelos painéis solares. Isto ocorreu porque este teste foi realizado em dias nublados, com baixa irradiância solar. Além disso, conforme Seção 3.3.2, o EPOSMote foi programado para enviar dados constantemente, elevando o consumo do sistema propositalmente. Para uma análise da eficiência dos circuitos coletores é mais interessante analisar o gráfico de corrente elétrica entregue pelo painel solar, o qual é apresentado na Figura 43. Esta figura demonstra que, em nenhum momento a corrente coletada pelo circuito com MPPT foi maior do que a coletada pelo circuito diretamente acoplado (os prováveis motivos para esta constatação são abordados na Seção 4.2.2).

Figura 43 – Corrente elétrica entregue pelos painéis solares durante primeiro teste.



A segunda análise aborda a tensão das baterias de ambos os sistemas, as quais são apresentadas na Figura 44. Nota-se que a tensão do circuito com MPPT era maior no início do teste, no entanto, devido à entrada ligeiramente menor de corrente em sua bateria (Figura 42), a tensão da bateria sofreu uma queda mais acentuada. Avaliando apenas as Figuras 42 e 43, não é possível identificar qual dos dois sistemas coletou mais energia (devido à proximidade das curvas). Por este motivo a curva de potência entregue pelos painéis solares é apresentada na Figura 45. Nota-se que a potência entregue pelo circuito diretamente acoplado foi maior. No entanto, para que esta análise não seja meramente visual, a Equação 3.12 foi utilizada com intuito de mensurar a diferença na quantidade de energia coletada por ambos os sistemas.



Figura 44 – Tensão das baterias durante primeiro teste.  
Tensão da Bateria Experimento 1

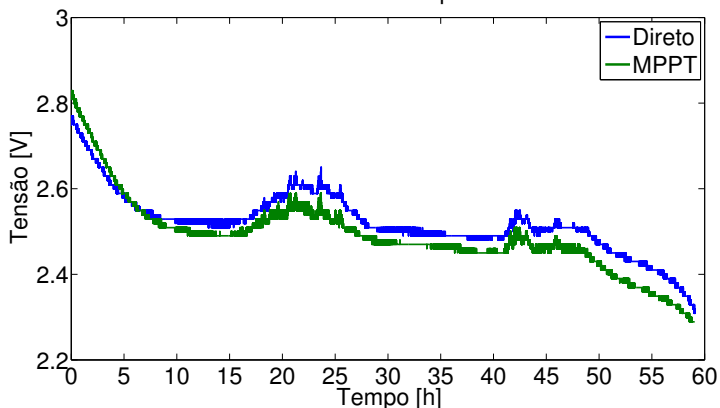
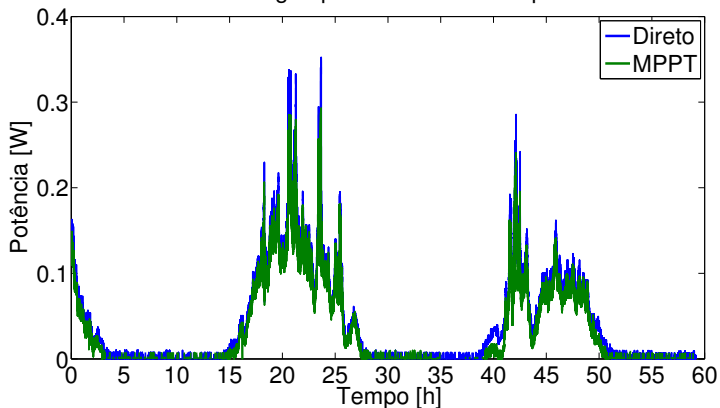
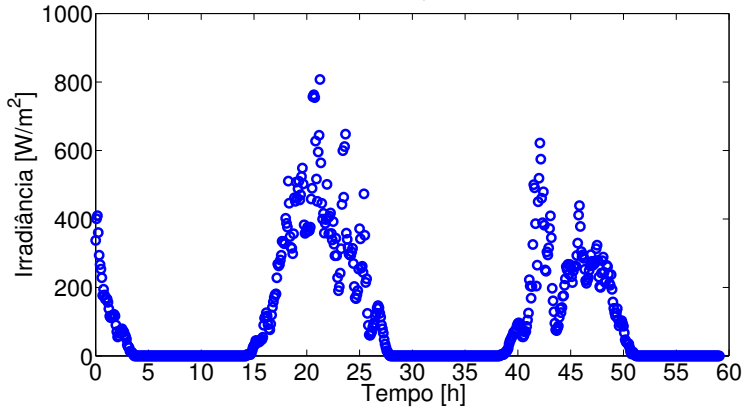


Figura 45 – Potência entregue pelos painéis solares durante primeiro teste.  
Potência Entregue pelo Pannel Solar Experimento 1



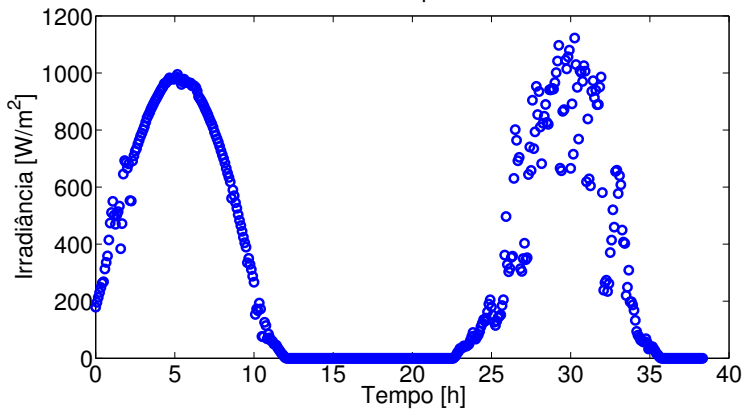
O cálculo de energia mostra que, ao longo do teste, o sistema com circuito com MPPT coletou 7,094 kJ, enquanto o sistema com circuito diretamente acoplado coletou 8,414 kJ. Apesar de uma pequena diferença, esperava-se que o circuito com MPPT provesse ao sistema uma maior capacidade de extração de energia, o que não se verificou. Por fim, a Figura 46 apresenta o nível de irradiância solar ao longo do teste. Estes dados são de extrema

Figura 46 – Nível de irradiância solar durante o primeiro teste.  
Irradiância Experimento 1



importância para a comparação com o segundo teste, o qual ocorreu em dias ensolarados.

Figura 47 – Nível de irradiância solar durante o segundo teste.  
Irradiância Experimento 2



Um segundo teste foi realizado com o intuito de avaliar os sistemas em um nível diferente de irradiância solar. As mesmas condições de teste foram mantidas (exceto as condições de irradiância e temperatura), as quais estão

Figura 48 – Corrente elétrica das baterias durante segundo teste.  
Corrente da Bateria Experimento 2

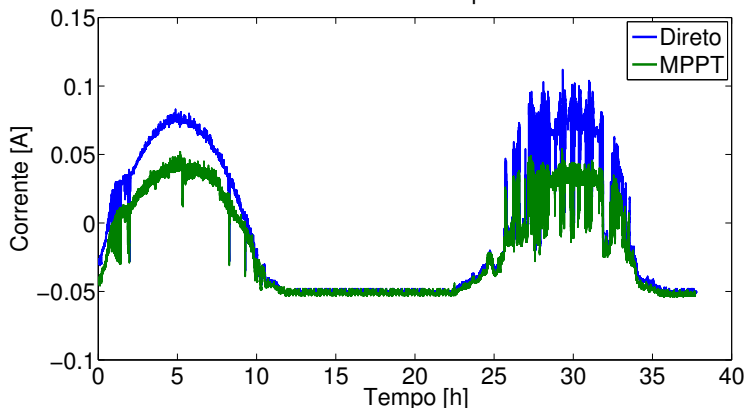
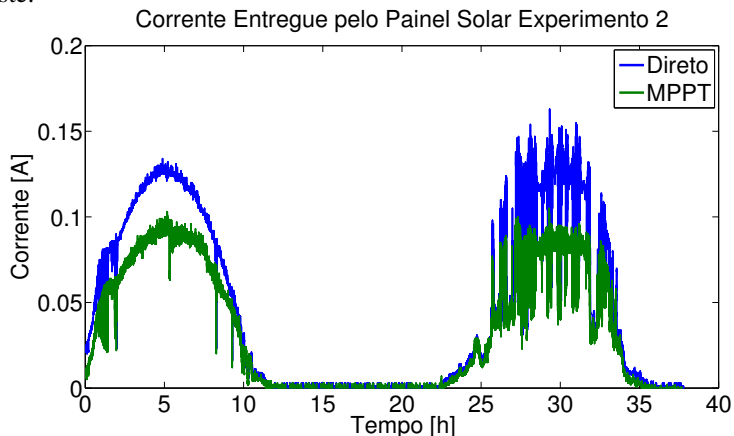


Figura 49 – Corrente elétrica entregue pelos painéis solares durante segundo teste.



descritas na Seção 3.3.2. Conforme a Figura 47, a irradiância solar ao longo do segundo teste atingiu níveis bem mais elevados do que durante o primeiro. A Figura 48 mostra a evolução da corrente elétrica das baterias para ambos os circuitos.

Diferentemente do primeiro teste, nota-se na Figura 49 uma grande di-

Figura 50 – Tensão das baterias durante segundo teste.  
Tensão da Bateria Experimento 2

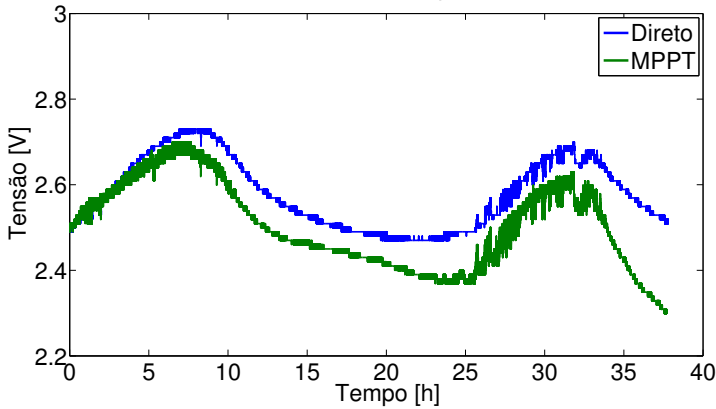
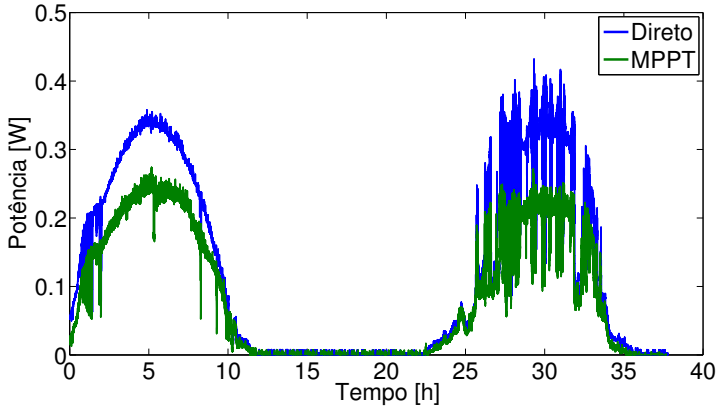


Figura 51 – Potência entregue pelos painéis solares durante segundo teste.  
Potência Entregue pelo Painel Solar Experimento 2



ferença entre as correntes elétricas entregues pelos painéis solares. A corrente elétrica do circuito com MPPT foi significativamente menor nos momentos de alta irradiância solar. A tensão da bateria do circuito com MPPT também mostrou-se menor ao longo do teste, conforme Figura 50. O gráfico da Figura 51 mostra visualmente a maior eficiência do circuito diretamente acoplado.

Figura 52 – Evolução da carga elétrica armazenada na bateria durante primeiro teste.

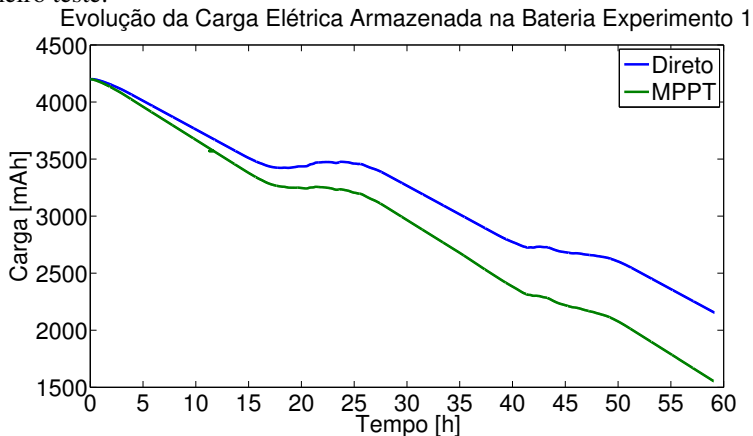
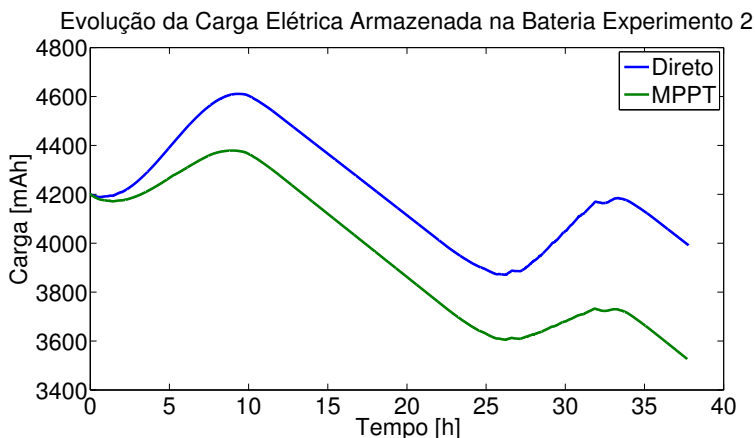


Figura 53 – Evolução da carga elétrica armazenada na bateria durante segundo teste.



A Equação 3.12 foi novamente utilizada para o cálculo da energia coletada pelos sistemas ao longo do teste. Desta vez a diferença foi significativamente maior. O circuito com MPPT coletou 11,639 kJ enquanto o circuito diretamente acoplado coletou 16,333 kJ. Ou seja, o circuito MPPT coletou

28,74% menos energia do que o circuito diretamente acoplado.

Apesar do segundo teste ter sido mais curto, nota-se que a quantidade de energia coletada por ambos os circuitos foi maior do que no primeiro teste, devido aos níveis mais elevados de irradiância solar. Em ambos os testes os circuitos não seriam auto-suficientes (Figuras 52 e 53), ou seja, não poderiam manter-se em funcionamento permanente baseados na coleta de energia solar devido ao elevado *duty cycle* de envio de dados do EPOSMote (ver Seção 3.3.2).

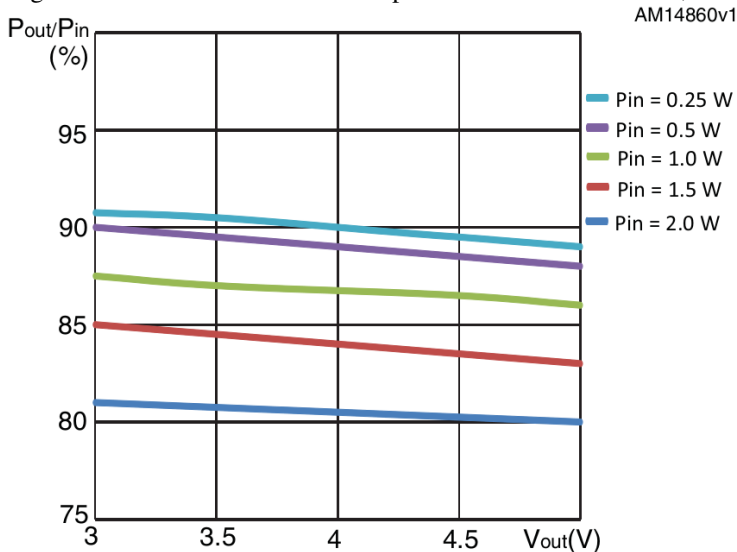
#### 4.2.2 A Questão da Eficiência do MPPT

A partir dos dados apresentados na seção anterior conclui-se que o circuito com MPPT foi menos eficiente do que o circuito de acoplamento direto. Uma análise mais aprofundada nas características do CI SPV1040 é necessária para entender o que foi verificado experimentalmente. Como mencionado anteriormente, o SPV104 é um conversor dc-dc do tipo *boost*. Conforme informações técnicas fornecidas pelo fabricante do CI, sua eficiência decai com o aumento da potência fornecida (Figura 54). Isto explica a diferença de eficiência do primeiro para o segundo teste (uma vez que a potência entregue pelo painel solar foi maior no segundo teste).

No entanto uma pergunta permanece: Porque o circuito com MPPT não foi mais eficiente do que o circuito diretamente acoplado? A resposta para esta pergunta não está explícita no *datasheet* do SPV1040. Muito pelo contrário, analisando as informações fornecidas pelo fabricante imagina-se que o CI teria uma alta eficiência no contexto em que foi testado. Três aspectos poderiam ser levados em consideração para analisar esta situação: A diferença da tensão de entrada e a tensão de saída, a tensão de saída e a tensão de entrada. Analisando as Figuras 54, 55 e 56 nota-se um aumento de eficiência a medida que a tensão de entrada se aproxima da tensão de saída. Isto porque em cada um destes gráficos a  $V_{MPP}$  aumenta (1,5 V, 2,0 V e 2,5 V respectivamente). Para os painéis solares utilizados, a  $V_{MPP}$  é de 1,69 V, conforme Tabela 8. Este valor está dentro da faixa recomendada pelo fabricante uma vez que, além dos gráficos das Figuras 54, 55 e 56 o *datasheet* também informa que o CI começa a funcionar a partir de uma tensão de entrada de 0,3 V. Em relação à tensão de saída, conforme mencionado anteriormente, o *datasheet* informa que para  $V_{out}$  acima de 2 V o CI entra no modo MPPT. No circuito testado, conforme Seção 3.3.1, o sistema de proteção desconecta a carga quando a tensão atinge 2,1 V. Ou seja, invariavelmente, o CI está operando no modo MPPT.

A justificativa, portanto, para a baixa eficiência do CI MPPT é que

Figura 54 – Eficiência do SPV1040 para tensão de entrada de 1,5 V.

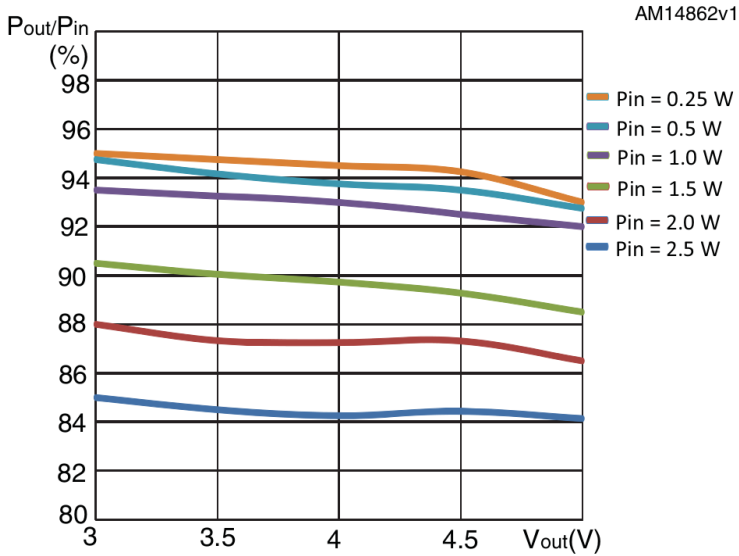


Fonte: (STMICROELECTRONICS, 2013a)

a tensão de saída relativamente próxima do limite de operação do CI (2 V) faz com que este opere no modo MPPT, mas não da forma mais eficiente possível. Aparentemente, o CI consome mais energia para rastrear o MPP do que o ganho obtido por operar no MPP, nesta condição. O baixo nível de tensão associado à pequena diferença entre a tensão de entrada e saída tornam a conversão da tensão ineficiente. Um contato com a equipe técnica da STMicroelectronics foi realizado, sendo esta hipótese confirmada.

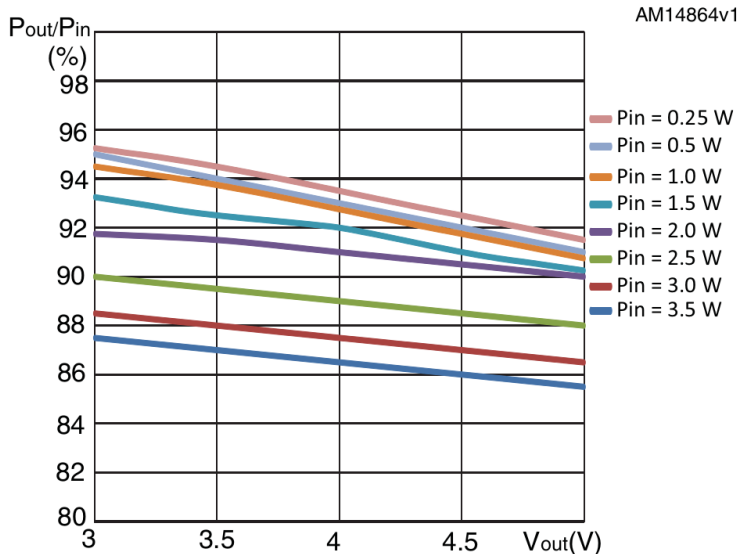
Uma possível forma de evitar este impasse seria elevar a tensão de saída do sistema (utilizando três baterias do tipo AA de 1,25 V). Contudo, isto impossibilitaria a alimentação direta do EPOSMote, o qual possui tensão máxima de alimentação de 3,6 V. Na configuração de três baterias seria necessário um conversor *step-down* na saída do sistema, o que também acarretaria em perdas. A solução portanto não é alterar os níveis de tensão para se adequar o CI e sim projetar um circuito MPPT dedicado para plataformas de baixo consumo de energia, conforme sugerido na Seção 3.4.

Figura 55 – Eficiência do SPV1040 para tensão de entrada de 2,0 V.



Fonte: (STMICROELECTRONICS, 2013a)

Figura 56 – Eficiência do SPV1040 para tensão de entrada de 2,5 V.



Fonte: (STMICROELECTRONICS, 2013a)



## 5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

A possibilidade de extração de energia do meio ambiente alterou notavelmente o gerenciamento de energia em redes de sensores sem fio. Muitas das aplicações de sensoriamento ocorrem em ambientes onde é possível coletar a energia solar. Isto estimulou o desenvolvimento de circuitos coletores, os quais buscam a maximização da extração da energia solar. Recentemente, com a diminuição do consumo de energia dos sistemas embarcados, circuitos com técnicas de coleta mais eficientes têm sido desenvolvidos. Este trabalho contribui para este desenvolvimento, apresentando um estudo em circuitos coletores de energia solar para sistemas embarcados de baixo consumo.

A crescente utilização de sistemas embarcados motivou a indústria da microeletrônica a desenvolver circuitos integrados dedicados a maximização da extração de energia solar. Estas soluções da indústria visam aplicações de baixo consumo. Assim, a comparação dos CIs MPPT com os circuitos propostos pela academia, revela para quais tipos de aplicações estes CIs são eficientes. Esta dissertação apresenta uma comparação entre o circuito de acoplamento direto e um circuito baseado em um CI MPPT comercial. Os circuitos foram adaptados para alimentar a plataforma sensorial EPOSMote, baseada em uma PiP de baixo consumo. Além da possibilidade de se estender a longevidade do sistema embarcado, os circuitos implementados proveem informações sobre entrada/saída de energia do sistema, bem como quantidade de energia armazenada na bateria. Estes dados contribuem para o desenvolvimento de novas heurísticas para o escalonador de tarefas consciente de energia do EPOS. Testes foram realizados sob diferentes condições ambientais com o intuito de comparar a eficiência dos circuitos.

Os resultados mostram que para sistemas com tensão de alimentação menor do que 3 V e consumo menor do que 150 mW, o circuito diretamente acoplado é mais eficiente (até 40% mais eficiente para elevados níveis de irradiância solar). Apesar do correto funcionamento do sistema de rastreamento do CI MPPT, impondo a  $V_{MPP}$  sobre o painel solar, o conversor dc-dc *boost* opera de forma ineficiente para os níveis de tensão em questão. Isto acarreta em uma perda de energia maior do que o benefício de operar o painel solar no ponto de máxima potência.

A análise do desempenho dos circuitos testados, juntamente com o estudo de circuitos MPPT dedicados à aplicações de baixo consumo propostos pela academia, acarretou na sugestão de um terceiro circuito. Esta proposta baseia-se na diminuição dos componentes em hardware, tornando o circuito mais eficiente e mais versátil. O circuito proposto implementa um método MPPT de baixo consumo com parâmetros em software, os quais podem ser

alterados para maximizar a extração de energia em diferentes condições ambientais. A possibilidade de utilização de *threads* para a execução do controle MPPT em software é um dos destaques deste trabalho, o que é possível ao utilizar-se o EPOS na plataforma sensorial.

Uma primeira sugestão para continuidade deste trabalho é a implementação do circuito proposto, comparando sua eficiência com a do circuito de acoplamento direto. Esta comparação situará o circuito proposto em relação ao estado da arte, uma vez que as técnicas MPPT têm suas eficiências comparadas com a do circuito de acoplamento direto. Esta implementação tem como principal desafio o dimensionamento ideal da capacitância  $C_{Cin}$  bem como do número de ciclos  $n$  e do parâmetro temporal  $m$ .

Uma segunda sugestão é a alteração dinâmica dos valores de  $n$  e  $m$  em software, baseados na entrada de energia (corrente fornecida pelo CI monitor de bateria). Este controle adaptativo pode aumentar drasticamente a eficiência do circuito. Além disso, uma terceira implementação pode levar em conta a predição de entrada de energia. Este escalonador de tarefas preditivo já está em desenvolvimento no LISHA, e pode como uma de suas heurísticas, atualizar os valores de  $n$  e  $m$ .

Outra possibilidade é a utilização de passos de tensão variáveis. Isto não é possível no circuito apresentado na Seção 2.3.2. Passos maiores quando se está longe da  $V_{MPP}$  levam a uma resposta dinâmica mais eficaz, enquanto passos pequenos reduzem o erro estacionário.

## REFERÊNCIAS

AASHOOR, F. A. O.; ROBINSON, F. V. P. A variable step size perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking. In: **Universities Power Engineering Conference, UPEC**. 2012. p. 1–6.

AHMAD, J. A fractional open circuit voltage based maximum power point tracker for photovoltaic arrays. In: **International Conference on Software Technology and Engineering, ICSTE**. 2010. v. 1, p. 247–250.

BRUNELLI, D. et al. Design of a solar-harvesting circuit for batteryless embedded systems. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, v. 56, n. 11, p. 2519–2528, 2009. ISSN 1549-8328.

CULLER, D. et al. Mica: The commercialization of microsensor motes. **Sensors Magazine**, Abril 2002. Disponível em: <http://www.sensormag.com/networking-communications/mica-the-commercialization-microsensor-motes-1070>>.

DONDI, D. et al. Modeling and optimization of a solar energy harvester system for self-powered wireless sensor networks. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 7, p. 2759–2766, 2008. ISSN 0278-0046.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, n. 2, p. 439–449, 2007. ISSN 0885-8969.

FREESCALE. **MC1322x Advanced ZigBee - Compliant Platform-in-Package for the 2.4 GHz IEEE 802.15.4 Standard**. Outubro 2010. Disponível em: [http://www.freescale.com/files/rf\\_if/doc/data\\_sheet/MC1322x.pdf](http://www.freescale.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MC1322x.pdf)>.

FRÖHLICH, A. A. A comprehensive approach to power management in embedded systems. **International Journal of Distributed Sensor Networks**, n. 1, p. 19, 2011. ISSN 1550-1477. Disponível em: <http://www.hindawi.com/journals/ijdsn/2011/807091/>>.

HOELLER, A.; FRÖHLICH, A. A. On the monitoring of system-level energy consumption of battery-powered embedded systems. In: **IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics**. Anchorage, AK, USA: [s.n.], 2011. p. 2608–2613. ISBN 978-1-4577-0651-6.

JAIN, S.; AGARWAL, V. A new algorithm for rapid tracking of approximate maximum power point in photovoltaic systems. **IEEE Power Electronics Letters**, v. 2, n. 1, p. 16–19, Março 2004. ISSN 1540-7985.

KASAP, S. O. **Principles of Electronics Materials and Devices**. 3. ed. : Springer, 2006. 874 p. ISBN 978-0-07-295791-4.

LISHA. **EPOS Project Website**. Agosto 2012. Disponível em:  
<<http://epos.lisha.ufsc.br>>.

LOPEZ-LAPENA, O.; PENELLA, M. Low-power focv mppt controller with automatic adjustment of the sample hold. **Electronics Letters**, v. 48, n. 20, p. 1301–1303, 2012. ISSN 0013-5194.

LOPEZ-LAPENA, O.; PENELLA, M.; GASULLA, M. A new mppt method for low-power solar energy harvesting. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 9, p. 3129–3138, 2010. ISSN 0278-0046.

LOPEZ-LAPENA, O.; PENELLA, M.; GASULLA, M. A closed-loop maximum power point tracker for subwatt photovoltaic panels. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 3, p. 1588–1596, 2012. ISSN 0278-0046.

MAXIM. **1-Wire Communication Through Software**. Maio 2002. Disponível em:  
<<http://www.maximintegrated.com/app-notes/index.mvp/id/126>>.

MAXIM. **DS2438 Smart Battery Monitor**. Junho 2005. Disponível em:  
<<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS2438.pdf>>.

MAXIM. **Choosing the Right 1-Wire Master for Embedded Applications**. Março 2008. Disponível em:  
<<http://www.maximintegrated.com/app-notes/index.mvp/id/4206>>.

NXP. **MPT612 - Maximum power point tracking IC**. Setembro 2010. Disponível em:  
<[http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/MPT612.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/MPT612.pdf)>.

PANASONIC. **Ni MH Handbook**. 2011. Disponível em:  
<<http://industrial.panasonic.com/eu/i/21291/Handbook2011/Handbook2011.pdf>>.

PIEGARI, L.; RIZZO, R. Adaptive perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking. In: **Renewable Power Generation Conference, IET**. 2010. v. 4, n. 4, p. 317–328. ISSN 1752-1416.

QIN, S. et al. Comparative analysis of incremental conductance and perturb-and-observation methods to implement mppt in photovoltaic system. In: **International Conference on Electrical and Control Engineering, ICECE**. 2011. p. 5792–5795.

RAGHUNATHAN, V. et al. Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems. In: **ACM/IEEE International Conference on Information Processing in Sensor Networks, IPSN**. 2005. p. 457–462.

SCHOEMAN, J.; WYK, J. van. A simplified maximal power controller for terrestrial photovoltaic panel arrays. In: **IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC-82**. 1982. p. 361–367.

STMICROELECTRONICS. **High-performance, IEEE 802.15.4 wireless system-on-chip with 64-Kbyte Flash memory**. Setembro 2012. Disponível em: <<http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00024653.pdf>>.

STMICROELECTRONICS. **High efficiency solar battery charger with embedded MPPT**. Março 2013. Disponível em: <<http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00287506.pdf>>.

STMICROELECTRONICS. **STEVAL-ISV006V2: solar battery charger using the SPV1040**. Março 2013. Disponível em: <<http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/>>.

TEULINGS, W. J. A. et al. A new maximum power point tracking system. In: **IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC**. 1993. p. 833–838.

TEXAS-INSTRUMENTS. **A True System-on-Chip Solution for 2.4-GHz IEEE 802.15.4 and ZigBee Applications**. Fevereiro 2011. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/swrs081b/swrs081b.pdf>>.

TEXAS-INSTRUMENTS. **SM72442 Programmable Maximum Power Point Tracking Controller for Photovoltaic Solar Panels**. Março 2012. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sm72442.pdf>>.

YU, G. et al. A novel two-mode mppt control algorithm based on comparative study of existing algorithms. In: **IEEE Photovoltaic Specialists Conference**. 2002. p. 1531–1534. ISSN 1060-8371.



## **APÉNDICE A – Software**





Figura 57 – Código de comunicação via I-Wire.

```

1  #include <cpu.h>
2  #include <mach/mc13224v/memory_map.h>
3  #include <machine.h>
4
5  USING_SYS
6  ostream cout;
7
8  typedef IO_Map<MC13224V> IO;
9
10 // Set the I-Wire timing "Standard Speed"
11 // Function "wait" waits 10 us, therefore, all the constants
12 // were divided by 10 to achieve the values in us
13 const unsigned int A=1,B=12,C=6,D=1,E=1,F=11,G=0,H=49,I=7,J=41;
14 //-----
15 // Generates a pause of 10 micro seconds when us=1.
16 // It is used for pauses C(60us,us=6), D(10us, us=1),
17 // E(9us, us=1), H(480us, us=49), I(70us, us=7) and
18 // J(410us, us=41)
19 void wait(unsigned int us) {
20     for (volatile unsigned int i = 0; i < us*0x11; i++);
21 }
22 //-----
23 // Function used for the pauses A, B and F: A(6us) for us=1,
24 // B(64us) for us=12 and F(55us) for us=11.
25 void waitABF(unsigned int us) {
26     for (volatile unsigned int i = 0; i < us*0x9; i++);
27 }
28 //-----
29 void waittest(unsigned int us) {
30     for (volatile unsigned int i = 0; i < us*0x1; i++);
31 }
32 //-----
33 // send bit to 'port'
34 void outp(int bit, int port) {
35     CPU::Reg32 c = CPU::in32(IO::GPIO_PAD_DIR0);
36     c |= 1 << port;
37     CPU::out32(IO::GPIO_PAD_DIR0,c);
38     if (bit)
39         CPU::out32(IO::GPIO_DATA_SET0, 1 << port);
40     else
41         CPU::out32(IO::GPIO_DATA_RESET0, 1 << port);
42 }
43 //-----
44 // read bit from 'port'
45 int inp(int port) {
46     CPU::Reg32 c = CPU::in32(IO::GPIO_PAD_DIR0);
47     c &= ~(1 << port);
48     CPU::out32(IO::GPIO_PAD_DIR0,c);
49     return (CPU::in32(IO::GPIO_DATA0) >> port) & 1;
50 }
51 //-----
52 // Generate a I-Wire reset, return 1 if no presence
53 // detect was found, return 0 otherwise.
54 int WTouchReset(void)
55 {

```

```

56     int result;
57     outp(0x01,28); // Drives DQ high
58     wait(G);
59     outp(0x00,28); // Drives DQ low
60     wait(H);
61     outp(0x01,28); // Releases the bus
62     wait(I);
63     // Sample for presence pulse from slave
64     result = inp(28) ^ 0x01;
65     wait(J); // Complete the reset sequence recovery
66     return result; // Return sample presence pulse result
67 }
68 //-----
69 // Send a 1-Wire write bit. Provide 10us recovery time.
70 //
71 void OWWriteBit(int bit)
72 {
73     if (bit){
74         // Write '1' bit
75         outp(0x00,28); // Drives DQ low
76         waitABF(A);
77         outp(0x01,28); // Releases the bus
78         waitABF(B);
79     }
80     else
81     {
82         // Write '0' bit
83         outp(0x00,28); // Drives DQ low
84         wait(C);
85         outp(0x01,28); // Releases the bus
86         wait(D);
87     }
88 }
89 //-----
90 // Read a bit from the 1-Wire bus and return it.
91 // Provide 10us recovery time.
92 int OWReadBit(void)
93 {
94     int result;
95     outp(0x00,28); // Drives DQ low
96     waitABF(A);
97     outp(0x01,28); // Releases the bus
98     wait(E);
99     // Sample the bit value from the slave
100    result = inp(28) & 0x01;
101    waitABF(F);
102    return result;
103 }
104 //-----
105 // Write 1-Wire data byte
106 //
107 void OWWriteByte(int data)
108 {
109     int loop;
110     // Loop to write each bit in the byte, LS-bit first

```

```

111     for (loop = 0; loop < 8; loop++)
112     {
113         OWWriteBit(data & 0x01);
114         // shift the data byte for the next bit
115         data >>= 1;
116     }
117 }
118 //-----
119 // Read 1-Wire data byte and return it
120 //
121 int OWReadByte(void)
122 {
123     int loop, result=0;
124     for (loop = 0; loop < 8; loop++)
125     {
126         // shift the result to get it ready for the next bit
127         result >>= 1;
128         // if result is one, then set MS bit
129         if (OWReadBit())
130             result |= 0x80;
131     }
132     return result;
133 }
134
135 int main() {
136
137     //configures EPOSMote radio to randomly send data
138     unsigned int *GPIO_BASE = (unsigned int*)0x80000000;
139     *GPIO_BASE = 0;
140
141     //initializes EPOSMote radio
142     Radio_Wrapper::init();
143     CPU::out32(IO_Map<Machine>::MACA_CONTROL, 0x223);
144
145     int data[9], reset, ICA, CCA, DCA, flag_ICA;
146     unsigned long int time;
147     float temp, voltage, current;
148
149     reset = WTouchReset(); //reset
150     OWWriteByte(0xCC); //skip ROM command
151     OWWriteByte(0x4E); //write scratchpad command
152     OWWriteByte(0x01); //memory page to be written
153     //writes 0 on ETM byte 0 of page memory 01
154     OWWriteByte(0x00);
155     //writes 0 on ETM byte 1 of page memory 01
156     OWWriteByte(0x00);
157     //writes 0 on ETM byte 2 of page memory 01
158     OWWriteByte(0x00);
159     //writes 0 on ETM byte 3 of page memory 01
160     OWWriteByte(0x00);
161     //writes on ICA byte of page memory 01
162     OWWriteByte(0xFF);
163     reset = WTouchReset(); //reset
164     OWWriteByte(0xCC); //skip ROM command
165     OWWriteByte(0x48); //copies the scratchpad page 01

```

```

166 //into the SRAM memory page 01
167 OWWriteByte(0x01);
168 wait(2000);
169
170     while (true){
171
172         reset = WTouchReset(); //reset
173         OWWriteByte(0xCC); //skip ROM command
174         OWWriteByte(0x44); //temperature conversion
175         wait(2000);
176         reset = WTouchReset(); //reset
177         OWWriteByte(0xCC); //skip ROM command
178         OWWriteByte(0xB4); //voltage conversion
179         wait(2000);
180         reset = WTouchReset(); //reset
181         OWWriteByte(0xCC); //skip ROM command
182         //recalls the stored values in SRAM page 00
183         OWWriteByte(0xB8);
184         //to the scratchpad page 00
185         OWWriteByte(0x00);
186         wait(2000);
187         reset = WTouchReset(); //reset
188         OWWriteByte(0xCC); //skip ROM command
189         //start reading scratchpad command
190         OWWriteByte(0xBE);
191         OWWriteByte(0x00); //page to be read (00)
192
193         // reads data page - reads all 8 bytes
194         // of the page and save in "data" vector
195         for (int i = 0; i < 9; i++){
196             data[i] = OWReadByte();
197         }
198
199         //temperature calculation
200         temp = ((data[2]<<8)|(data[1]));
201         if (temp > 0x07FF)
202             temp = (temp - 0x10000)*(0.00390625);
203         else
204             temp = temp*(0.00390625);
205
206         //voltage calculation
207         voltage = ((data[4]<<8)|(data[3]))*0.01;
208
209         //current calculation
210         current = ((data[6]<<8)|(data[5]));
211         if (current > 0x03FF)
212             current = (current - 0x10000)/(4096*0.2);
213         else
214             current = current / (4096*0.2);
215
216         reset = WTouchReset(); //reset
217         OWWriteByte(0xCC); //skip ROM command
218         //recalls the stored values in SRAM page 01
219         OWWriteByte(0xB8);
220         OWWriteByte(0x01); //to the scratchpad page 01

```

```

221         wait(2000);
222         reset = WTouchReset(); //reset
223         OWWriteByte(0xCC); //skip ROM command
224         OWWriteByte(0xBE); //start reading scratchpad command
225         OWWriteByte(0x01); //page to be read (01)
226
227         // reads data page
228         for (int i = 0; i < 9; i++){
229             data[i] = OWReadByte();
230         }
231         //time calculation
232         time = ((data[3]<<32)|(data[2]<<16)|(data[1]<<8)|(data[0]));
233
234         ICA = data[4]; //accumulated net current reading
235
236         reset = WTouchReset(); //reset
237         OWWriteByte(0xCC); //skip ROM command
238         //recalls the stored values in SRAM page 07
239         OWWriteByte(0xBB);
240         OWWriteByte(0x07); //to the scratchpad page 07
241         wait(2000);
242         reset = WTouchReset(); //reset
243         OWWriteByte(0xCC); //skip ROM command
244         OWWriteByte(0xBE); //start reading scratchpad command
245         OWWriteByte(0x07); //page to be read (07)
246
247         // reads data page
248         for (int i = 0; i < 9; i++){
249             data[i] = OWReadByte();
250         }
251         //Charging Current Accumulator
252         //accumulated current going in the battery
253         CCA = data[5]|data[4];
254
255         //Discharging Current Accumulator
256         //accumulated current going out of the battery
257         DCA = data[7]|data[6];
258
259         //data output
260         cout<<time<<" " <<temp<<" " <<voltage<<" " <<current<<" "
261         <<ICA<<" " <<CCA<<" " <<DCA<<" " <<endl;
262
263         wait(80000);
264     }
265 }

```

Figura 58 – Proposta de código MPPT.

```
1  while(true) {
2
3      dcdc_off();
4      wait(zeta);
5      voltage_adc = analog_port.get()*voltage/4095;
6      Vmpp = K*voltage_adc;
7      i = 0;
8
9      while(i<n){
10         dcdc_on();
11         while(voltage_adc>(Vmpp-Vh/2)){
12             voltage_adc = analog_port.get()*voltage/4095;
13             wait(adc_t);
14         }
15
16         dcdc_off();
17         while(voltage_adc<(Vmpp+Vh/2)){
18             voltage_adc = analog_port.get()*voltage/4095;
19             wait(adc_t);
20         }
21         i++;
22     }
23 }
```

Figura 59 – Código de tratamento de dados.

```

1  % Federal University of Santa Catarina                                %
2  % Software/Hardware Integration Lab                                %
3  %                                                                    %
4  % SolarEPOSMote Data Processing                                  %
5  %                                                                    %
6  % This code processes the collected data (battery current and voltage) %
7  % from the SolarEPOSMote circuit. The goal is allowing the analisys %
8  % of solar irradiance influence (which is given in averages of 5 min) %
9  % in the energy collected by the solar panel.                    %
10 %                                                                    %
11 % Data collected 03/16/2012                                       %
12 % Test start time: 21:15h                                         %
13 % Test duration: 3765min (62h45min)                               %
14 %                                                                    %
15 % Student: Leonardo Kessler Slongo                                %
16 % lkslongo@gmail.com                                     %
17 %                                                                    %
18 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% %
19 %                                                                    %
20 clear all
21 close all
22 clc
23 % Open data file with already shifted time
24 ORIG_SHIFTED = xlsread('original_shifted.xlsx');
25 %                                                                    %
26 % Convert not-a-number to zero
27 ORIG_SHIFTED(isnan(ORIG_SHIFTED)) = 0;
28 %                                                                    %
29 % Rename matrix to DATA
30 DATA = ORIG_SHIFTED;
31 DATAE = ORIG_SHIFTED;
32 %                                                                    %
33 % Open irradiance file (points representing average of 5 min)
34 IRRAD = xlsread('irradiance');
35 %                                                                    %
36 k = 1;
37 current_sum = 0;
38 voltage_sum = 0;
39 current_sum_e = 0;
40 old_time_avg_init = 0;
41 %                                                                    %
42 % Set the first 5 min limit to the sum (test starts in time 831s)
43 time_avg = 1131;
44 %                                                                    %
45 % Scan all matrix lines
46 for line=1:208865
47 %                                                                    %
48 % This sum is done in order to subtract the current
49 % consumed by the system (which consumes 0.056 mA)
50 % It is a sum since the current consumed has negative values
51 DATA(line,3) = DATA(line,3)+0.056;
52 %                                                                    %
53 % Compare the time stamp with the 5 min limit
54 if (DATA(line,1) >= time_avg)
55

```

```

56     % Increment the variable time_avg of min in order
57     % to get a new 5 min limit
58     time_avg = time_avg+300;
59     % Set an initial time for summing current and voltage
60     time_avg_init = old_time_avg_init+1;
61     % Set a final time for summing current and voltage
62     time_avg_end = line;
63
64     % Current and voltage sum over the 5 min period
65     for line_index = time_avg_init:time_avg_end
66         current_sum = DATA(line_index,3)+current_sum;
67         voltage_sum = DATA(line_index,2)+voltage_sum;
68         current_sum_e = DATAE(line_index,3)+current_sum_e;
69     end
70
71     % Current and voltage average calculation
72     CURRENT_AVG(k) = current_sum/(line-old_time_avg_init);
73     VOLTAGE_AVG(k) = voltage_sum/(line-old_time_avg_init);
74     ENERGY(k) = 2100 + (current_sum_e*1000/3600);
75
76     current_sum = 0; % Clear current sum variable
77     voltage_sum = 0; % Clear voltage sum variable
78
79     k = k+1; % Increment of time index
80
81     % Stores the final limit of the last 5 min period
82     old_time_avg_init = line;
83 end
84
85 end
86
87 % Generate a time vector based on the incrementation of
88 % the loop above (one incrementatio every 5 min)
89 time = [1:k-1];
90 % Convert the time vector to hours
91 time = (time*5)./60;
92
93 CURRENT_AVG = CURRENT_AVG'.*1000;
94 VOLTAGE_AVG = VOLTAGE_AVG';
95 ENERGY = ENERGY';
96 % Plot the energy evolution over time
97 figure (11);
98 plot(time,ENERGY,'*', 'MarkerSize', 12);
99 xlabel('Time [h]','FontSize',26);
100 ylabel('Energy [mAh]','FontSize',26);
101 title('Energy Evolution','FontSize',30);
102 set(gca,'FontSize',26);
103 hold on;
104
105 % Plot the relation between delivered current and solar irradiation
106 figure (1);
107 plot(CURRENT_AVG,IRRAD(:,2),'*', 'MarkerSize', 12);
108 xlabel('Current [mA]','FontSize',26);
109 ylabel('Solar Irradiance [W/m^2]','FontSize',26);
110 title('Solar Current and Irradiation Relation','FontSize',30);

```



```

111 set(gca,'FontSize',26);
112
113 % Plot the temporal evolution of solar irradiation
114 figure (2);
115 plot(time,IRRAD(:,2),'*','MarkerSize', 12);
116 xlabel('Time [h]','FontSize',26);
117 ylabel('Solar Irradiance [W/m^2]','FontSize',26);
118 title('Solar Irradiance','FontSize',30);
119 set(gca,'FontSize',26);
120
121 % Plot the temporal evolution of delivered current (5 min average)
122 figure (3);
123 plot(time,CURRENT_AVG,'*','MarkerSize', 12);
124 xlabel('Time [h]','FontSize',26);
125 ylabel('Current [mA]','FontSize',26);
126 title('Current Delivered by the Solar Panel','FontSize',30);
127 set(gca,'FontSize',26);
128
129 % Plot the temporal evolution of battery voltage (5 min average)
130 figure (4);
131 plot(time,VOLTAGE_AVG,'*','MarkerSize', 12);
132 xlabel('Time [h]','FontSize',26);
133 ylabel('Voltage [V]','FontSize',26);
134 title('Battery Voltage','FontSize',30);
135 set(gca,'FontSize',26);
136
137 % Rename variable for 3D plot
138 x=time;
139 y=CURRENT_AVG;
140 z=IRRAD(:,3);
141
142 % 3D plot of temperature dependence of delivered current (saccater format)
143 figure (5);
144 plot3(x,y,z,'.-');
145
146 % Surface generation
147 tri = delaunay(x,y);
148 plot(x,y,'.');
149 [r,c] = size(tri);
150 h = trisurf(tri, x, y, z);
151
152 % 3D plot settings
153 axis vis3d;
154 xlabel('Time [h]','FontSize',14);
155 ylabel('Current [mA]','FontSize',14);
156 zlabel(['Temperature[' 176 'C]'],'FontSize',14);
157 title('Temperature Dependence of Delivered Current','FontSize',16);
158 set(gca,'FontSize',14);
159 lighting phong;
160 shading interp;
161 colorbar EastOutside;
162 colorbar ('FontSize',12,'FontWeight','bold','YTickLabel',{'20[' 176 'C]'},
163 ['25[' 176 'C]'],['30[' 176 'C]'],['35[' 176 'C]']});
164
165 % Plot the temporal evolution of temperature (5 min average)

```

```

166 figure (6);
167 plot(time,z, '*', 'MarkerSize', 12);
168 xlabel('Time [h]', 'FontSize', 26);
169 ylabel('Voltage [V]', 'FontSize', 26);
170 title('Environmental Temperature', 'FontSize', 30);
171 set(gca, 'FontSize', 26);
172
173 % Plot the battery charge and battery voltage
174 figure (7);
175 plot(VOLTAGE_AVG, ENERGY, '*', 'MarkerSize', 12);
176 xlabel('Voltage [V]', 'FontSize', 26);
177 ylabel('Charge[mAh]', 'FontSize', 26);
178 title('Environmental Temperature', 'FontSize', 30);
179 set(gca, 'FontSize', 26);
180
181 % Concatenate all relevant information to a output matrix
182 % and generate a string vector for data output label
183 DATA_OUT = horzcat(time, CURRENT_AVG, VOLTAGE_AVG, IRRAD(:, 2),
184 IRRAD(:, 3), ENERGY);
185 STRINGS = {'Time[min]' 'Current[mA]' 'Voltage[V]' 'Irradiance[W/m^2]'
186 'Temperature[C]' 'Energy[mAh]'};
187
188 % Save file with relevant information
189 % (time, current, voltage, irradiance and temperature)
190 fid = fopen('data_out.csv', 'w');
191 fprintf(fid, '%s,', STRINGS{1:5});
192 fprintf(fid, '%s\n', STRINGS{6});
193 fclose(fid);
194 dlmwrite('data_out.csv', DATA_OUT, '-append');
195
196 x0 = 0;
197 y0 = 0;
198
199 x = CURRENT_AVG;
200 y = IRRAD(:, 2);
201
202 x = x(:); %reshape the data into a column vector
203 y = y(:);
204
205 % 'C' is the Vandermonde matrix for 'x'
206 n = 1; % Degree of polynomial to fit
207 V(:, n+1) = ones(length(x), 1, class(x));
208 for j = n:-1:1
209 V(:, j) = x.*V(:, j+1);
210 end
211 C = V;
212
213 % 'd' is the vector of target values, 'y'.
214 d = y;
215
216 % There are no inequality constraints in this case, i.e.,
217 A = [];
218 b = [];
219
220 % We use linear equality constraints to force

```

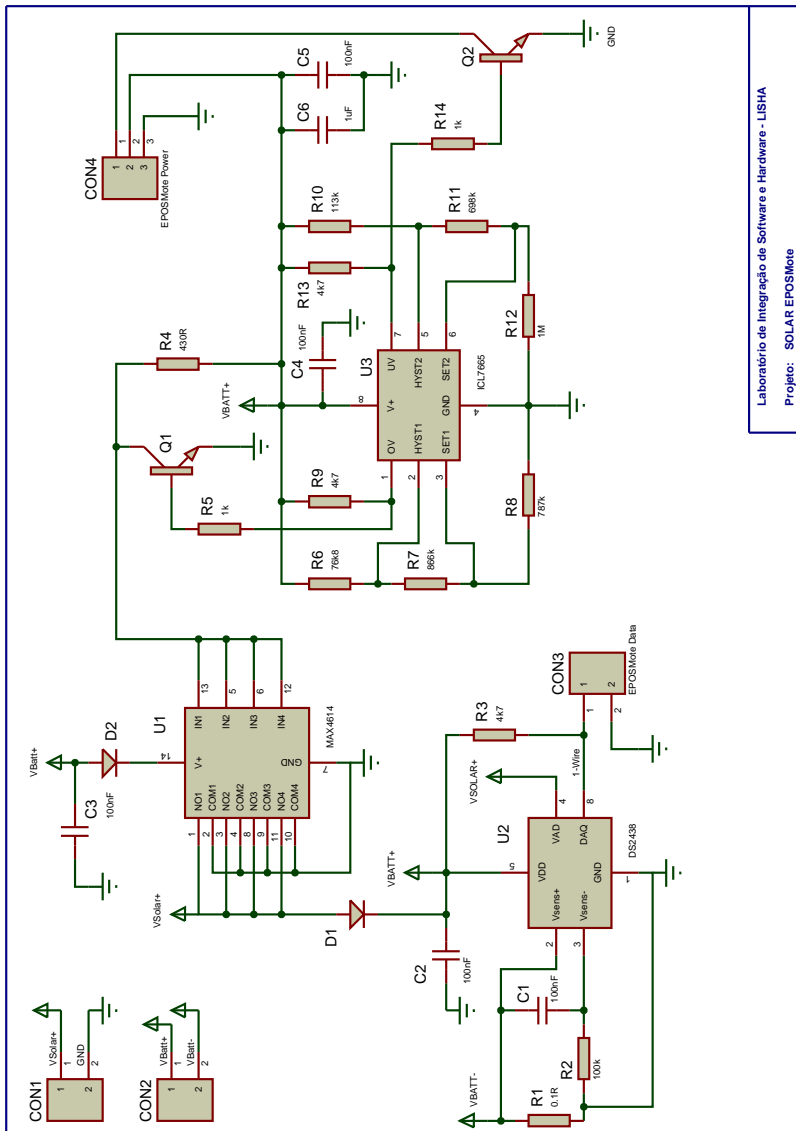
```
221 % the curve to hit the required point. In
222 % this case, 'Aeq' is the Vandermonde matrix for 'x0'
223 Aeq = x0.^(n:-1:0);
224 % and 'beq' is the value the curve should take at that point
225 beq = y0;
226
227 p = lsqlin( C, d, A, b, Aeq, beq )
228
229 % We can then use POLYVAL to evaluate the fitted curve
230 yhat = polyval( p, x );
231
232 % Plot original data
233 figure (8);
234 plot(x,y,'o','MarkerSize',8,'LineWidth',2)
235 xlabel('Current [mA]','FontSize',26);
236 ylabel('Solar Irradiance [W/m^2]','FontSize',26);
237 title('Solar Current and Irradiation Relation','FontSize',30);
238 set(gca,'FontSize',26);
239 hold on
240 % Plot point to go through
241 plot(x0,y0,'.b','MarkerSize', 20)
242 % Plot fitted data
243 plot(x,yhat,'-r','LineWidth',2)
244 hold off
245
246
247
248
```



## **APÊNDICE B – Hardware**

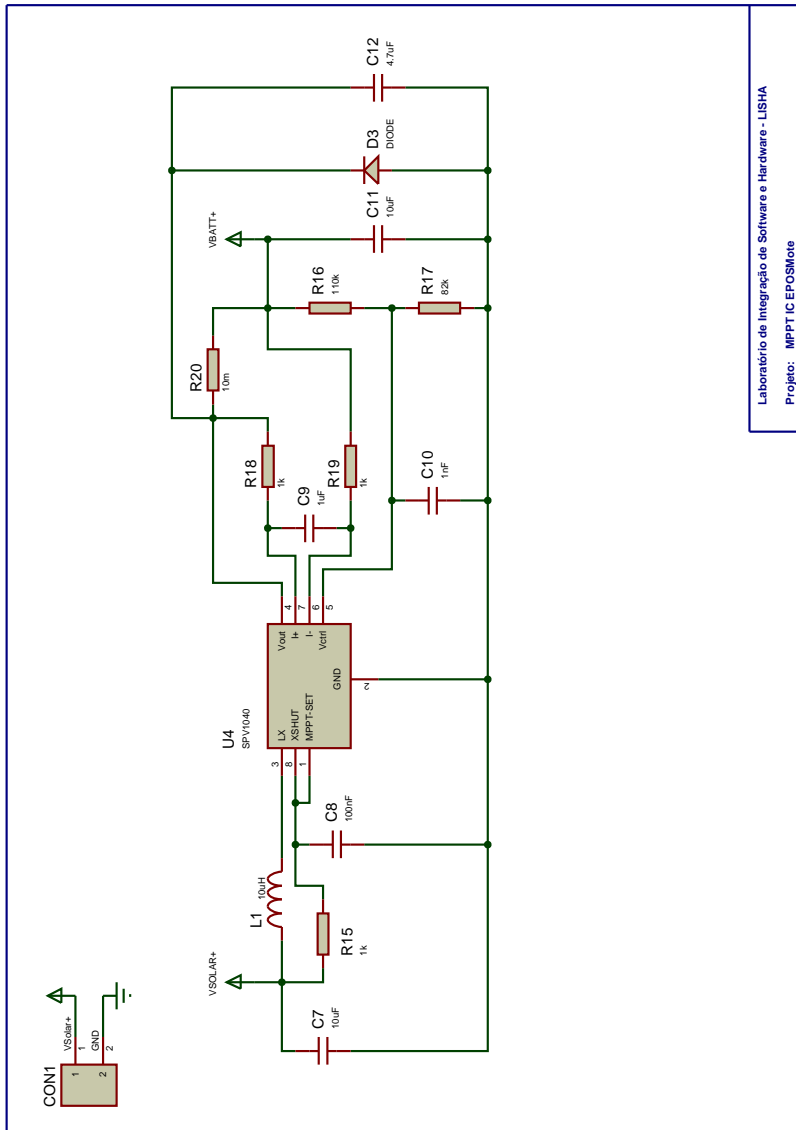


Figura 60 – Esquemático circuito diretamente acoplado.

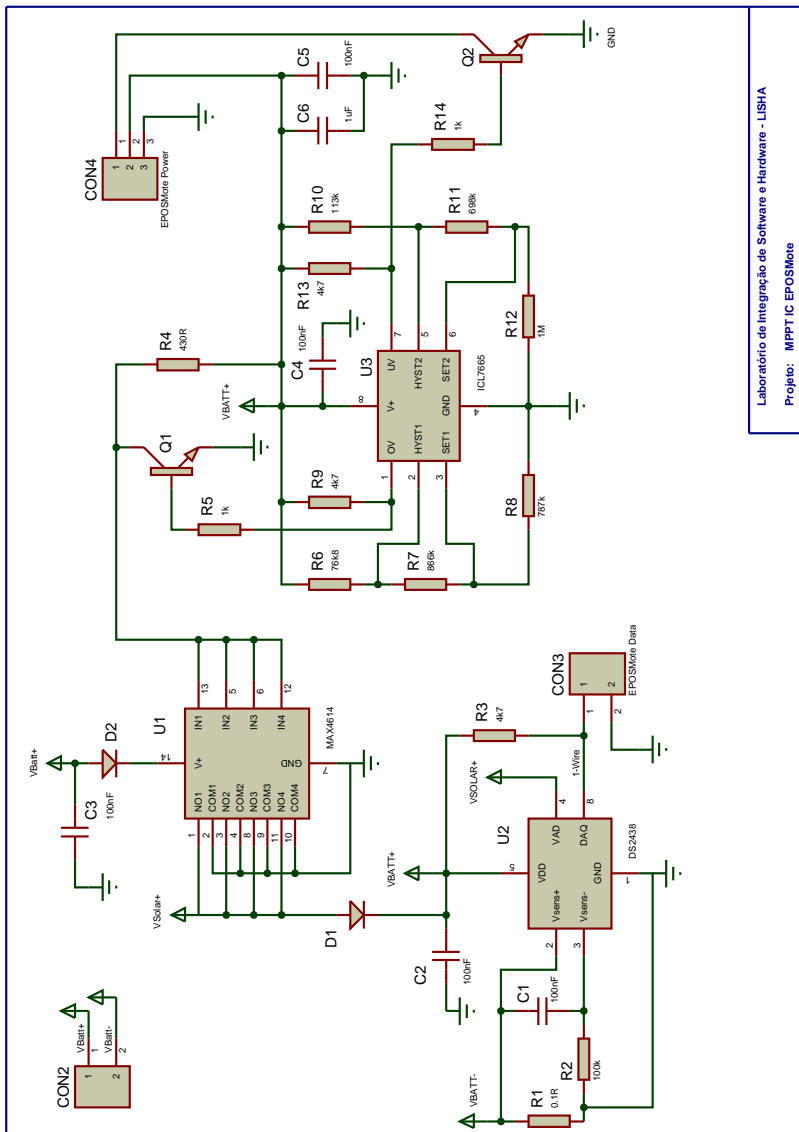


Laboratório de Integração de Software e Hardware - LISHA  
 Projeto: SOLAR EPOSMore

Figura 61 – Esquemático circuito MPPT implementado com CI.

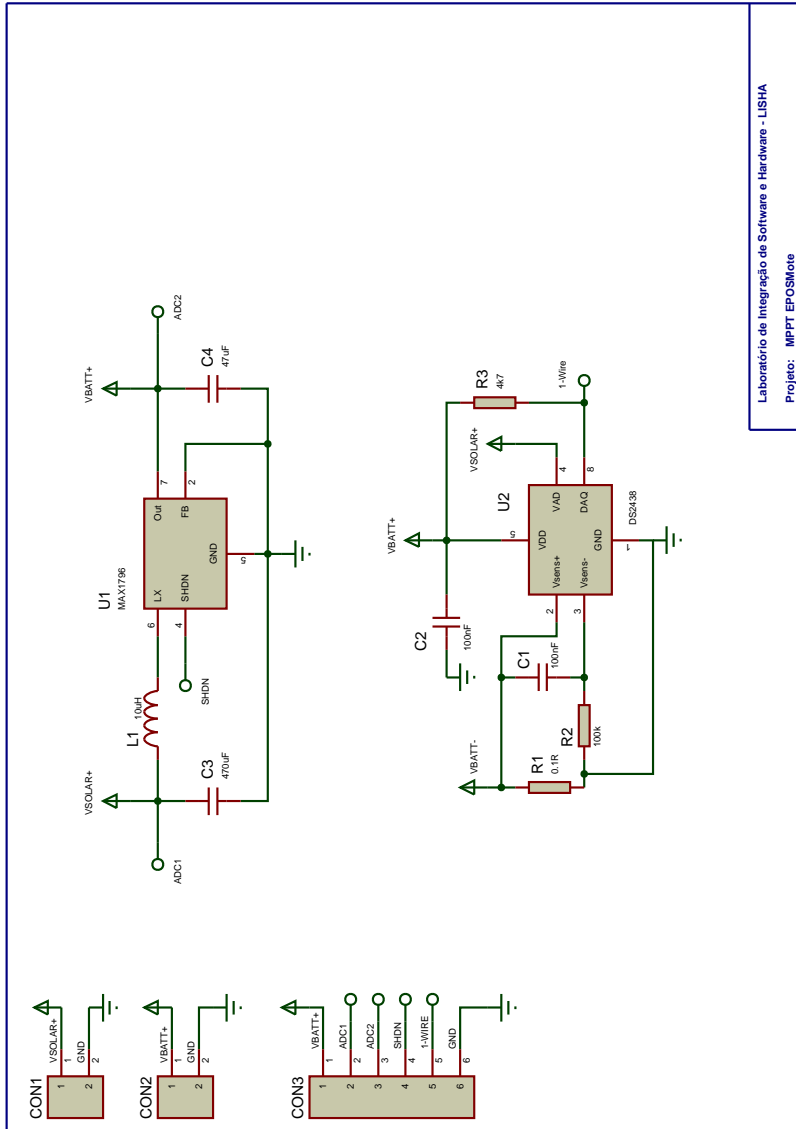






Laboratório de Integração de Software e Hardware - LISHA  
 Projeto: MPPT IC EPOSIMote

Figura 62 – Esquemático da proposta de circuito MPPT FOCV.



Laboratório de Integração de Software e Hardware - LISHA  
 Projeto: MPPT EPOSModule

## **ANEXO A – Hardware**



Figura 63 – Esquemático EPOSMote.

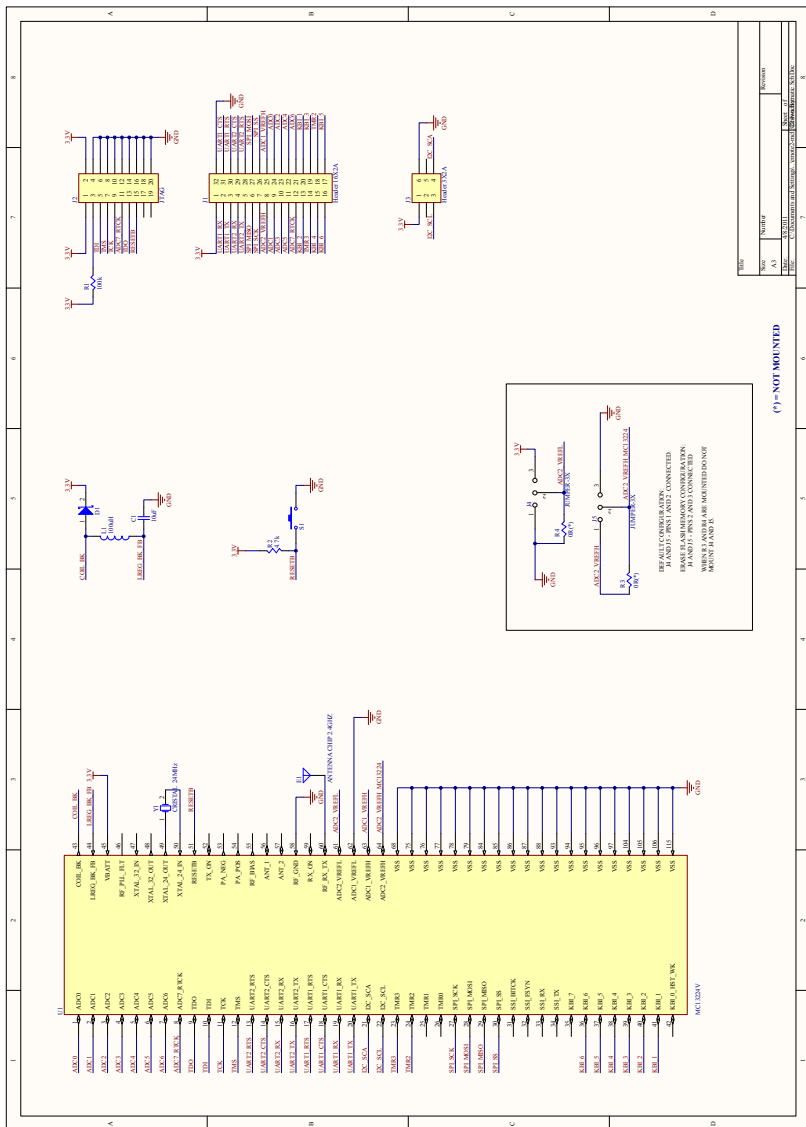
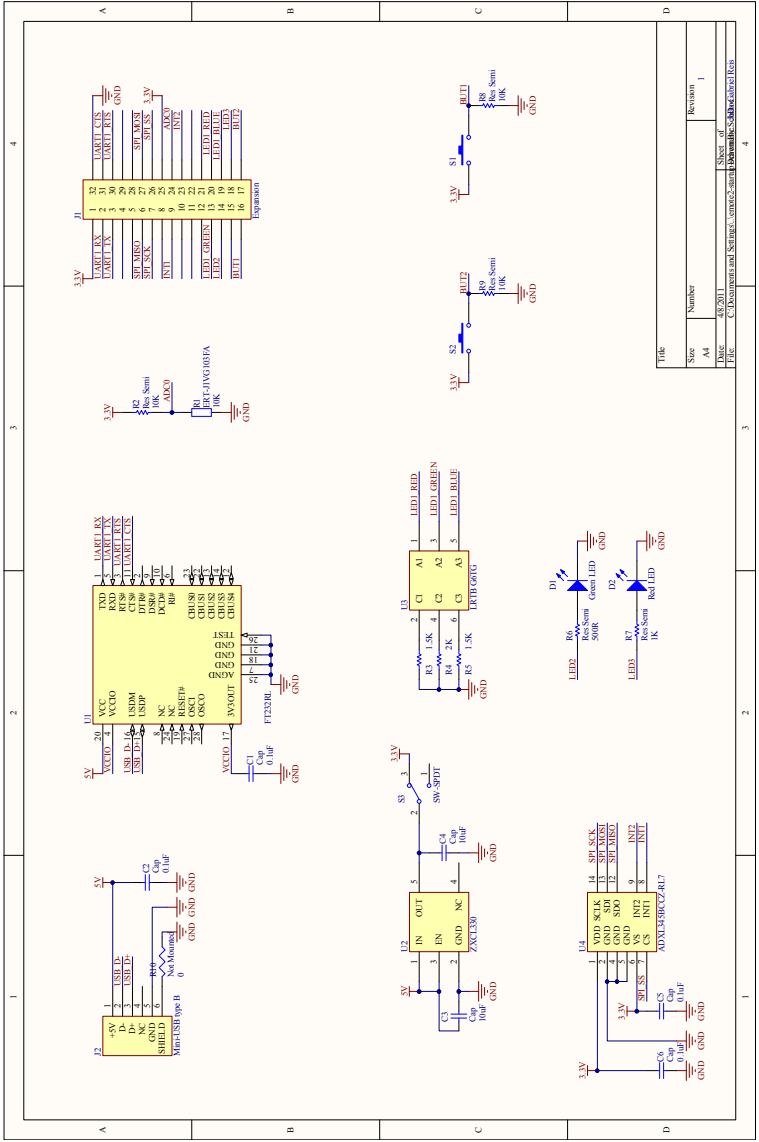


Figura 64 – Esquemático Startup Board.



Title	Number	Revision
Size	42.50x11	1
Date	2011	
Sheet of	1	
File	C:\Documents and Settings\ADMINISTRADOR\My Documents\Startup Board Rev.	