



UNISUL

UNIVERSIDADE DO SUL DE SANTA CATARINA

RAFAEL DE ARAUJO FIGUEREDO DA ROLT

**DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO DE CIRCUITO SENSOR DE
INTENSIDADE SOLAR DE BAIXO CUSTO**

Palhoça
2020

RAFAEL DE ARAUJO FIGUEREDO DA ROLT

**DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO DE CIRCUITO SENSOR DE
INTENSIDADE SOLAR DE BAIXO CUSTO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade do Sul de Santa Catarina como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Me. Eng. Jorge Alberto Lewis Esswein Junior

Palhoça

2020

RAFAEL DE ARAUJO FIGUEREDO DA ROLT

**DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO DE CIRCUITO SENSOR DE
INTENSIDADE SOLAR DE BAIXO CUSTO**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado à obtenção do título de Engenheiro Eletricista e aprovado em sua forma final pelo Curso de Engenharia Elétrica da Universidade do Sul de Santa Catarina.

Palhoça, 8 de Julho de 2020.

Professor e orientador. Me. Eng. Jorge Alberto Lewis Esswein Junior
Universidade do Sul de Santa Catarina

Eng. Luís Fernando Modesto de Oliveira
Engie

Prof. Djan de Almeida do Rosário, Esp.
Universidade do Sul de Santa Catarina

Dedico esse projeto a todos aqueles que me apoiaram nessa jornada como acadêmico do curso de Eng. Elétrica da UNISUL, mais especificamente a minha mãe que sempre esteve do meu lado me apoiando psicológica e financeiramente.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente ao professor e orientador Me. Eng. Jorge Alberto Lewis Esswein Junior da Universidade do Sul de Santa Catarina (UNISUL), cujo foi o mentor e idealizador do projeto que tem sido realizado e materializado até hoje, a ele os meus sinceros agradecimentos.

“Insanity is doing the same thing over and over and expecting different results.” (Albert Einstein, 1981).

RESUMO

Este projeto tem como finalidade o desenvolvimento de um dispositivo sensor de intensidade solar, especificamente um circuito eletrônico baseado em um fotodiodo como sensor, o qual foi testado para definir a sua linearidade em relação a um painel fotovoltaico de referência, além de testes para definição de suas funções de transferências. Foram desenvolvidos e testados dois circuitos semelhantes com a única diferença existente no amplificador operacional utilizado, e esses circuitos sensores tem por objetivo serem dispositivos de baixo custo e fácil utilização, não necessitando de mão de obra especializada, tampouco de instalações meteorológicas de grande porte para comportá-lo. Desenvolveu-se esses dispositivos através de um fotodiodo de base e um circuito amplificador posterior para uma amplificação linear da corrente do diodo, assim tornando-o um sensor econômico e sensivelmente confiável para aplicação em atividades diversas que necessitem do sensoriamento da intensidade de irradiância solar, tendo como foco nesse trabalho a aplicação relacionada a matrizes renováveis de energia como a energia solar. Por fim foram realizados dois estudos para constatar sua linearidade e precisão sensível, assim sendo foi constatado que um dos sensores em estudo obteve sua viabilidade na possível substituição de placas fotovoltaicas de referência utilizadas em usinas solares, e não obstante para a utilização do mesmo dispositivo em aplicações aonde um piranômetro seria um equipamento subaproveitado, além da utilização do mesmo para aplicações de estudos acadêmicos e da comunidade *maker*.

Palavras-chave: Sensoriamento solar. Irradiância solar. Energia solar.

ABSTRACT

This project aims to develop a solar intensity sensor device, specifically an electronic circuit based on a photodiode as a sensor, which has been tested to define its linearity in relation to a reference photovoltaic panel, in addition to tests to define transfer functions. Two similar circuits were developed and tested with the only difference existing in the operational amplifier used, and these sensor circuits aim to be low-cost and easy-to-use devices, not requiring specialized labor, neither a big meteorological installation to support it. These devices were developed with a base photodiode and a posterior amplifier circuit for linear amplification of the diode current, thus making it an economical and sensibly reliable sensor for application in various activities that require the sensing of the intensity of solar irradiance, focusing on this work the application related to renewable energy matrices such as solar energy. Finally, two studies were carried out to verify its linearity and sensitive precision, so it was found that one of the sensors under study obtained its viability in the possible replacement of reference photovoltaic plates used in solar plants, and despite the use of the same device in applications where a pyranometer would be underutilized equipment, in addition to its use for applications in academic studies and the maker community.

Keywords: Solar sensing. Solar irradiance. Solar energy.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Representação da incidência solar na atmosfera	18
Figura 2 – Formação tipo n	19
Figura 3 – Formação tipo p	20
Figura 4 – Piranômetro termopar.....	21
Figura 5 – Piranômetro fotovoltaico.....	22
Figura 6 – Circuito amplificador de sinal.....	25
Figura 7 – Amplificador operacional.....	26
Figura 8 – Princípio do resistor	28
Figura 9 – TL072.....	30
Figura 10 – CA3240EZ	31
Figura 11 – ICL7660	32
Figura 12 – BPW34.....	33
Figura 13 – BPW21	33
Figura 14 – SFH202	34
Figura 15 – Amplificador de Transimpedância.....	35
Figura 16 – DS18B20.....	36
Figura 17 – Esquemático da placa de circuito impresso	38
Figura 18 – Representação de circuitos elétricos e ligações	38
Figura 19 – Finalização do processo de transferência.....	39
Figura 20 – Soldagem e alocação de componentes na placa.....	40
Figura 21 – Informações coletadas via <i>datalogger</i>	41
Figura 22 – Forma de coleta.....	41
Figura 23 – Forma de realização do teste.....	43
Figura 24 – Parte da coleta realizada para o teste.....	45
Figura 25 – Espectro da luminosidade solar.....	49
Figura 26 – Espectro da lâmpada LED fria	49
Figura 27 – Espectro da lâmpada LED quente	50

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 – Análise de amplitude	46
Gráfico 2 – Minipainel Fotovoltaico	47
Gráfico 3 – Circuito sensor SLTL	47
Gráfico 4 – Circuito sensor SLCA	48
Gráfico 5 – Resposta a luz solar minipainel fotovoltaico.....	52
Gráfico 6 – Resposta a luz solar circuito sensor SLTL	52
Gráfico 7 – Resposta a luz solar circuito sensor SLCA	53
Gráfico 8 – Incidência de potencial solar global no plano horizontal.....	54
Gráfico 9 – Tensão de saída por hora painel fotovoltaico.....	54
Gráfico 10 – Tensão de saída por hora circuito sensor SLTL.....	55
Gráfico 11 – Tensão de saída por hora circuito sensor SLCA.....	55
Gráfico 12 – Resposta de SLTL em relação a potência estimada no painel FV.....	56

LISTA DE ABREVIACÕES

UNISUL - Universidade do Sul de Santa Catarina
INPE - Instituto Nacional de Pesquisa
LDR - Resistor Dependente de Luz
ISO - Organização Internacional para Padronização
LED - Diodo Emissor de Luz
AMPOP - Amplificador Operacional
CI - Circuito Integrado
BJT - Transistor Bipolar de Junção
MOSFET - Transistores de Efeito de Campo

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	12
1.1 JUSTIFICATIVA	13
1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	14
1.3 OBJETIVOS	15
1.3.1 Objetivo Geral	15
1.3.2 Objetivos Específicos.....	15
1.4 DELIMITAÇÕES	15
1.5 METODOLOGIA	16
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	17
2.1 RADIAÇÃO SOLAR	17
2.2 PRINCÍPIO DA GERAÇÃO FOTOVOLTAICA	19
2.3 PIRANÔMETROS E SUA CLASSIFICAÇÃO.....	20
2.3.1 Piranômetros.....	20
2.3.2 Classificação de piranômetros.....	22
2.4 FOTODIODOS	24
2.5 CIRCUITO AMPLIFICADOR.....	25
2.5.1 Amplificador operacional.....	26
2.5.2 Resistores.....	27
3 DESENVOLVIMENTO DO SENSOR PROPOSTO.....	29
3.1 DEFINIÇÃO DE COMPONENTES	29
3.2 DESENVOLVIMENTO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	37
4 COLETA E ANÁLISE DOS DADOS.....	43
4.1 TESTES COMPARATIVOS COM LAMPADAS.....	43
4.2 TESTE DE RESPOSTA A LUZ SOLAR	51
4.3 ANÁLISE DE CUSTOS.....	57
5 CONCLUSÃO.....	60
REFERÊNCIAS	62
ANEXO A – BPW34.....	63
ANEXO B – AMPLIFICADORES	66
ANEXO C – SENSOR DE TEMPERATURA.....	73

1 INTRODUÇÃO

As energias renováveis, como meios de geração de energia, nas últimas décadas têm ganhado grande espaço no portfólio geracional de muitos países. Essas formas de produções alternativas de energia têm seu grande lado positivo na maneira como é gerada, possuindo base geradora não ou pouco poluente, existente em todo o mundo e renovável, trazendo assim menos impacto ao meio ambiente em curto e longo prazo. Exemplos de energias renováveis são, energia solar, eólica, energia de biomassa, energia geotérmica, energia hídrica e a energia oriunda das ondas do mar, também chamada de maré motriz. Apesar de toda a variedade, as energias renováveis que mais estão tomando espaço no mundo são as energias fotovoltaica e eólica, principalmente na área de microgeração, algo que está presente em muitas residências na atualidade. Não obstante também há a macrogeração das mesmas que tem feito muito países se tornarem autossuficientes em produção energética.

Na atualidade o maior impedimento encontrado para que estas formas de geração não se propagem em escalas maiores é a falta de certeza que se tem com matérias primas como a intensidade solar e a quantidade de vento em determinadas áreas. Estas perspectivas são obtidas através de sensores que vem coletando dados a anos, e através desses dados se faz uma perspectiva aproximada, porém não exata. Isso não ocorre em formas de geração por usinas térmicas e hidroelétricas, pois estas possuem sua estimativa geracional estipulada ou pelo nível da barragem em que a usina hidroelétrica está instalada ou pelo estoque de comburente que as termoelétricas possuem, gerando assim estimativas exatas, do que se tem e do que se pode produzir. Tendo em vista isso, grande parte dos países utilizam essas formas de geração como base geracional de seus sistemas elétricos.

Para minimizar esse erro de aproximação e no futuro expandirmos ainda mais a produção fotovoltaica e eólica, temos que ter uma maior coleta de dados possível, através de banco de dados mais ricos podemos ter aproximações matemáticas mais precisas, tendo em vista que uma maior base de dados se torna necessária. Desenvolver um dispositivo de baixo custo e fácil uso se torna uma ideia interessante, além do mercado brasileiro não possuir equipamentos para tal sensoriamento, um produto nacional seria de extrema utilidade.

O Brasil é um país de dimensões continentais e grande parte de seu território se localiza perto da Linha do Equador, sendo uma linha central do planeta, a qual o divide em norte e sul. O Brasil, estando localizado ao sul dessa linha é um local rico em incidência solar diária, sendo assim, nosso país tem uma alta capacidade geracional de energia solar, também

chamada fotovoltaica. Essa maneira de geração se dá através da incidência de ondas eletromagnéticas oriundas do sol, com uma gama ampla de espectro. Essas ondas eletromagnéticas, dependendo de sua frequência, se transformam em diferentes tipos de luz. Essa luz ao incidir em placas com junções químicas sensíveis gera, por consequência, a energia elétrica. Sua variação se dá a partir da intensidade luminosa que incide nessas placas, também chamadas de painéis solares. Essa intensidade pode variar durante o dia e de acordo com a sazonalidade, sendo o verão o período com maior incidência solar e o inverno o oposto.

Para quantificar a intensidade solar se utiliza alguns dispositivos, dentre eles o piranômetro.

O piranômetro nada mais é do que um dispositivo sensível à luz ou calor, o qual quantifica a intensidade solar em uma escala de medição que se dá em W/m^2 . Essa escala representa que quando o piranômetro está operando tem-se a quantidade luminosa incidente na placa igualada à resposta do piranômetro, chegando assim em uma estimativa de geração pela placa fotovoltaica. Através da coleta de dados desse dispositivo pode-se salvar esses dados em um banco de dados, para análises posteriores. Sabendo-se que um dispositivo como esse é de grande utilidade no setor geracional fotovoltaico, além de outros setores que necessitam da atuação meteorológica para determinar sua eficiência, surge o interesse do desenvolvimento do mesmo, com diferenciais que o torne acessível para uma maior quantidade de coleta de dados, ampliando assim sua utilização.

1.1 JUSTIFICATIVA

Em todo mundo nos últimos anos, tem crescido cada vez mais a utilização de painéis fotoelétricos para geração de energia elétrica, tanto na macro quanto na micro geração, tendo em vista que para desenvolvimento de projeto de geração de energia tem que se mensurar o mais precisamente a disponibilidade do recurso solar, fazendo-se necessário o uso de sensores solares, como os piranômetros.

Atualmente no Brasil existem locais de captação de dados solares espaçados com esses dispositivos. Pelos equipamentos usados tratar-se de equipamentos importados, tem-se a ampliação dos dados para demais regiões através de aproximações matemática realizadas, ou previsões via satélite.

Esses dados são fornecidos pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), via tabelas e mapas solares. Essas aproximações levam como referência dados históricos, porém

tem-se a necessidade de coleta de dados pontuais e específicos, a medida com que a geração fotoelétrica cresce.

A aplicação deste tipo de equipamento cresceria no mercado de projetos de microgeração (acima de 75 kW), autoprodução e produtor independente de energia, além do auxílio na parte de operação e manutenção de plantas fotovoltaicas de maior complexidade. Nestes casos a necessidade de altas performances se faz necessário para alcançar os resultados financeiros esperados. Desta forma a integração de um sensor a um sistema supervisorio resultaria na possibilidade de análise de rendimento de diferentes estágios da usina, frente à irradiação disponível.

Com o desenvolvimento de um produto nacional e de baixo custo, sem a necessidade de mão de obra técnica para instalá-lo e operá-lo, possibilitaria uma maior coleta de dados, pois a partir de um produto financeiramente mais atrativo, poder-se-ia obter coleta em uma gama maior de regiões, com uma quantidade significativamente maior de dados para estudo.

No ponto de vista da comunidade *maker* tem-se a busca por um dispositivo que satisfaça a necessidade de busca por estudos de irradiância solar, além da sua adequação de resposta compatível como dispositivos microcontrolados conhecidos nesse meio.

Assim sendo, justifica-se a pesquisa e desenvolvimento de um piranômetro fotovoltaico de baixo custo para utilização em terreno.

1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

No projeto de desenvolvimento do piranômetro fotovoltaico tem-se a necessidade de alcançar uma precisão e confiabilidade significativas com componentes de baixo custo.

Procura-se desenvolver um produto com a facilidade *plug'n play*, de fácil manuseio e instalação, e baixos custos de operação.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

O objetivo desse trabalho é projetar e desenvolver um instrumento de fácil uso e baixo custo, para medir a intensidade solar incidente no solo, neste caso a estrutura eletrônica existente no interior de um sensor piranômetro de célula fotovoltaica.

1.3.2 Objetivos Específicos

- a) Caracterizar fisicamente a grandeza a ser determinada;
- b) Projetar um dispositivo para coleta de dados de intensidade solar;
- c) Montar um módulo laboratorial para coleta de dados de intensidade solar;
- d) Especificar componentes utilizados no projeto, sua utilização;
- e) Apresentar um protótipo funcional;
- f) Validar dados coletados através de um piranômetro de referência;
- g) Analisar a viabilidade econômica do projeto do dispositivo sensor de intensidade solar;

1.4 DELIMITAÇÕES

Nesse projeto iremos desenvolver um dispositivo com o objetivo de monitorar a incidência luminosa do sol, no solo terrestre. Não se está inserido no escopo da presente pesquisa o estudo relacionado à aquisição desses dados e o seu armazenamento, nem mesmo o controlador que será usado para gerir o dispositivo. O estudo se dá em descobrir uma forma barata e prática de coleta dessa grandeza e subsequentemente implementá-la no dispositivo protótipo laboratorial a ser desenvolvido e por fim testá-lo, tendo assim a resposta para a sua linearidade, através de uma comparação de respostas a diferentes estímulos, colocando o sistema em comparação a uma célula solar de referência.

Também foi abstraído do estudo, questões mecânicas relacionadas à estrutura do dispositivo, procurando apenas desenvolver uma estrutura básica para um suporte mecânico do equipamento embarcado.

1.5 METODOLOGIA

Foi utilizada abordagem quantitativa de dados obtidos com os circuitos sensores de irradiância solar, através de testes que foram comparados com uma pequena placa solar fotovoltaica.

Através do levantamento de dados obtidos em ambos os testes realizados foi possível o comparativo de resposta entre os dispositivos obtidos em mãos assim podendo entender a precisão e a linearidade obtida em sua resposta, ao fim atestando sua viabilidade.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Nesse capítulo serão abordados os conceitos fundamentais da grandeza física a ser mensurada, através do circuito sensor de irradiância solar incidente no solo, além da explanação sobre os itens utilizados e a explicação do funcionamento de cada componente e circuito utilizado para o desenvolvimento do dispositivo de coleta de irradiância solar.

2.1 RADIAÇÃO SOLAR

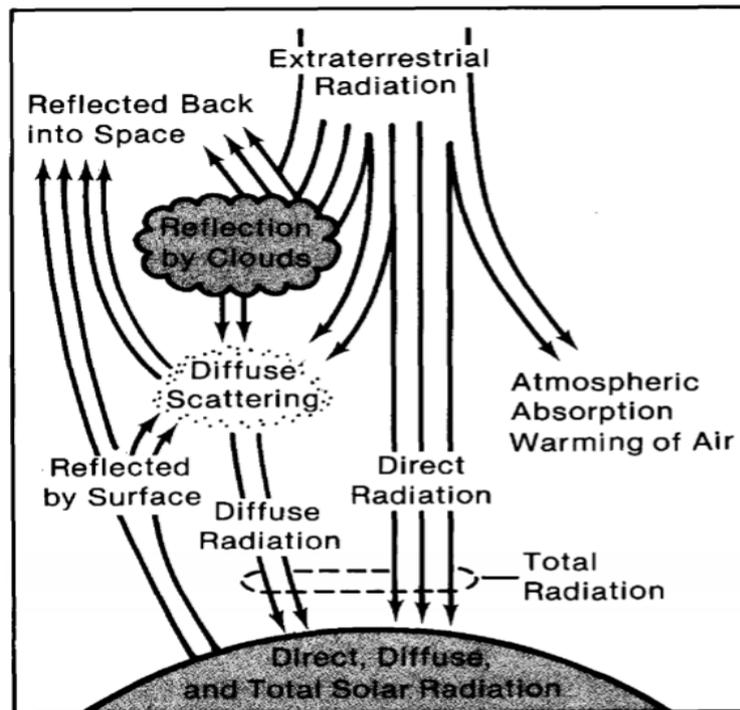
Radiação solar, também chamada de energia radiante, podendo ser referida como radiação, é uma onda eletromagnética, sendo assim, não necessita de meios materiais para ser transmitida. Essa onda eletromagnética pode ser caracterizada por uma frequência em relação ao seu comprimento de onda e sua velocidade de propagação ou até mesmo pela energia que um fóton que a radiação possui. Esse conjunto de frequências e comprimentos de ondas de forma harmônica denominam-se de espectro eletromagnético.

Intensidade de radiação ou radiância é a grandeza radioativa mais importante, é dela que se determina a densidade de fluxo de radiação, essa qual representa a quantidade de energia radiante, mensurada em W/m^2 . Desta grandeza é possível obter a emitância radiante e a densidade de fluxo incidente, podendo ser chamado irradiância, sendo essa a grandeza que o sensor do presente projeto pretende mensurar.

O Sol é uma estrela que vem queimando a cerca de 4 bilhões de anos, composta por cerca de 74% de gás hidrogênio, que em um processo constante de fusão nuclear forma átomos de gás hélio. Essa fusão libera energia, aquecendo a sua fotosfera (região onde acontece o processo de fusão e camada visível do sol), transformando assim a fotosfera em um emissor de radiação eletromagnética, radiação essa que atinge a atmosfera terrestre depois de percorrer $1,499 \times 10^8$ km pelo vácuo. Algumas estrelas emitem raios-x, outras emitem sinais de rádio, o sol produz essas e outras energias, porém 95% da sua energia emitida é em forma de luz. Essa luz possui inúmeras frequências, que vai do infravermelho até o ultravioleta, sendo o espectro visível uma pequena parcela entre essas duas frequências (SERI, 1982, p. 5).

Através da sua radiação, o sol fornece diariamente energia ao solo terrestre, porém nem toda energia luminosa emitida por este chega à superfície, como representado na figura 1.

Figura 1 – Representação da incidência solar na atmosfera



Fonte: SERI, 1982, p. 7.

O sol fornece atualmente para a atmosfera terrestre cerca de $1,5125 \times 10^{18}$ kWh de energia diária. Essa radiação incidente no limite superior da atmosfera sofre uma série de reflexões, dispersões e absorções durante o percurso até o solo, devido às flutuações climáticas. Ao chegar ao solo, essa radiação possui três componentes, a componente direta, difusa e refletida ou também chamada de albedo. A radiação direta é a radiação que vem diretamente do sol e que não sofre nenhuma mudança de direção, além da provocada pela refração atmosférica. A radiação difusa é aquela recebida pelo solo, após a direção dos raios solares ter sido modificada por reflexão ou espalhamento na atmosfera. Já a refletida depende das características do solo e da inclinação do equipamento captador (SERI, 1982, p. 6).

A radiação solar pode variar com as estações do ano, devido principalmente à inclinação do eixo de rotação terrestre, pois como se sabe, vive em uma constante variação, criando assim as estações do ano, tendo o inverno com menos de 20% da energia gerada pelo sol chegando à superfície terrestre. Essa radiação pode variar também com a região, devido principalmente as diferenças de latitude, condições meteorológicas e altitude. As regiões que possuem maior intensidade solar são as regiões entre a marca de 30 graus ao norte e 30 graus ao sul da linha do equador.

Com as condições atmosféricas ótimas, céu aberto sem nuvens, à iluminação máxima observada ao meio dia, em um local ao nível do mar, pode-se observar uma irradiância

de 1 kW/m^2 , chegando aproximadamente a $1,4\text{ kW/m}^2$, quando se está em montanhas altas que se sobrepõem à atmosfera, isso são valores médios, pois há variação de acordo com a distância da terra em torno do sol, e esses valores são chamados de constante solar (SERI, 1982, p. 7).

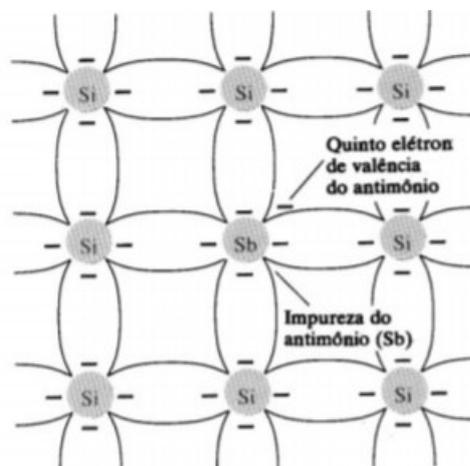
No Brasil a região que mais se destaca na intensidade de radiação solar é o Nordeste, com valores que chegam a $2,19\text{ kWh/m}^2$ por ano. Isto a coloca como uma das regiões com maior potência de energia solar do mundo.

2.2 PRINCÍPIO DA GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

O princípio de geração fotovoltaica é químico, basicamente, usa-se o princípio dos semicondutores, de ter uma banda de valência totalmente preenchida por elétron e uma de condução totalmente vazia. O semiconductor mais utilizado é o silício, o qual possui quatro elétrons de ligação.

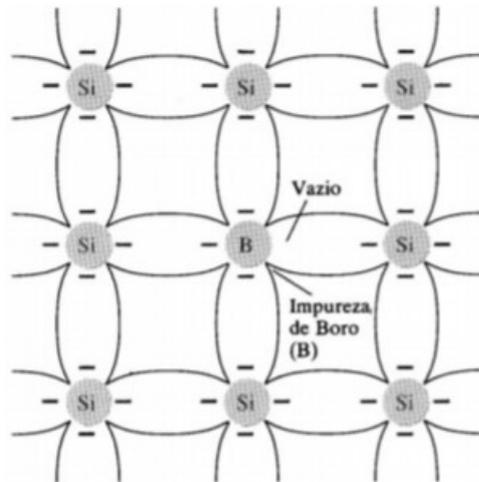
De um lado, faz-se a dopagem do silício com antimônio por exemplo, o qual possui cinco elétrons de ligação, como representado na figura 2, sendo assim ficará um elétron remanescente que não conseguirá efetuar a ligação, porém com pouca energia térmica, este elétron se livra da ligação fraca que possuía com seu átomo de origem, tornando o antimônio em um dopante n. No outro lado dopa-se o silício com o boro por exemplo, que possui três elétrons de ligação, gerando uma lacuna, região a qual identifica-se como região p, como se vê na figura 3, gerando assim uma região p-n na intersecção das duas.

Figura 2 – Formação tipo n



Fonte: Boylestad e Nashelsky, 1999, p. 6.

Figura 3 – Formação tipo p



Fonte: Boylestad e Nashelsky, 1999, p. 6.

Em temperatura ambiente, existe energia térmica suficiente para que os elétrons que sobram fiquem livres, como os buracos criados na região em que o silício foi dopado com boro, assim os elétrons livres do lado n passam ao lado p, faz então com que tenha um acúmulo de elétrons no lado p, que o torna negativamente carregado e conseqüentemente uma redução no lado n, que o torna eletricamente positivo.

Se essa junção for exposta a fótons ocorrerá a geração de pares de elétrons e lacunas e quando isso ocorre causa uma corrente e uma diferença de potencial, a isso dá-se o nome de efeito fotovoltaico (BOLZAN, 2014, p. 24).

2.3 PIRANÔMETROS E SUA CLASSIFICAÇÃO

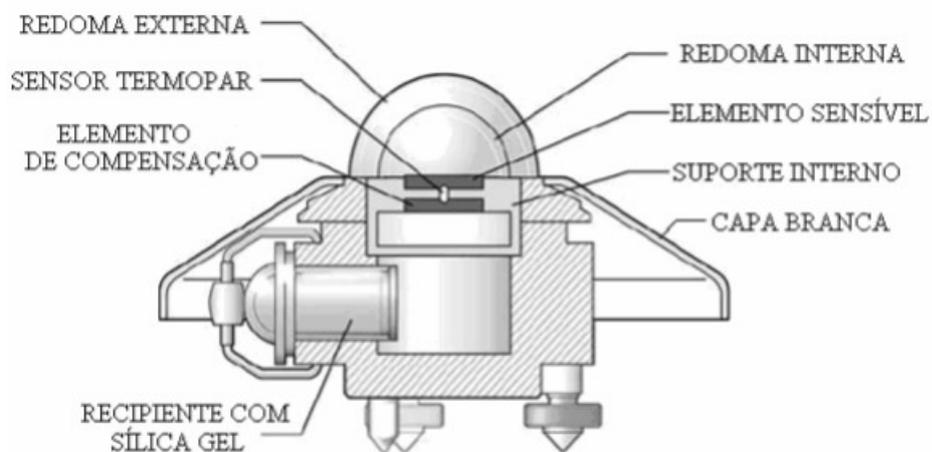
2.3.1 Piranômetros

Os piranômetros têm por característica obter um componente sensível à luz. Esse componente fica exposto ao sol, alterando suas características de acordo com a variação da intensidade solar irradiada sobre ele, podendo ser representadas pela variação na resistência elétrica, temperatura, variação de tensão ou corrente. Eles se utilizam normalmente de um termopar, que tem sua variação de intensidade de radiação dada através da sua temperatura, ou fotodiodos, os quais produzem correntes variantes, de acordo com a intensidade luminosa emitida sobre eles. Também podem ser usados LDRs (resistores dependentes de luz), apesar de não serem muito usuais em dispositivos como piranômetros, mas podem aparecer em experimentos que buscam um estudo relacionado a horas/dia de sol pleno. Esses LDRs

funcionam variando sua resistência de acordo com a luminosidade incidente sobre eles. Existem piranômetros mais atuais, os quais utilizam pequenas células solares, possuindo a vantagem de ter uma resposta semelhante a painéis fotovoltaicos, sendo assim mais recomendados para estudos nessa área.

Os sensores de maior precisão no mercado atualmente são os sensores de termopar, sendo estes os sensores mais antigos. Os primeiros piranômetros já construídos no século passado eram piranômetros de termopar, que utilizam da variação na temperatura para obtenção da sua grandeza. Um sensor térmico é sensível à potência total absorvida e teoricamente não é seletivo em relação a distribuição do espectro da luz. Esse tem a sua resposta dada através da diferença da temperatura de uma circunferência escura exposta ao sol, perante outra exposta ao interior do piranômetro, o qual é completamente vedado à luz. Para que as intempéries não afetem a medição, utilizam-se de abóbadas transparentes feitas de materiais não seletivos às frequências cromáticas, fazendo com que o aquecimento sentido pelo lado exposto à claridade venha única e exclusivamente da luz, tal dispositivo é representado na figura 4.

Figura 4 – Piranômetro termopar



Fonte: Freire, 2008, p.18.

Outro piranômetro disponível no mercado e de menor custo, tendo em vista os piranômetros de termopar é o piranômetro fotovoltaico, representado na figura 5. O piranômetro fotovoltaico é construído basicamente de silício com semicondutores. Esses dispositivos possuem um difusor que é muito importante para aquisição dos dados para que a resposta seja a mais próxima do real, conseguindo coletar incidências luminosas em um raio de 180° .

Figura 5 – Piranômetro fotovoltaico



Fonte: Freire, 2008, p.20.

Nesse dispositivo, o sensor de silício é montado sob o difusor que corrige a incidência luminosa. O sensor produz uma corrente de saída linearmente proporcional à irradiância sofrida pelo sensor, utilizando-se de um piranômetro de termopar para fazer sua calibração. Normalmente a resposta de um piranômetro fotovoltaico não inclui todo o espectro irradiado pelo sol, normalmente apresenta uma resposta entre 400 nm e 1200 nm (FREIRE, 2008, p.20).

Este dispositivo é o foco para o desenvolvimento desse projeto, onde se pretende utilizar de um fotodiodo, além de um circuito de amplificação do sinal, para gerar uma saída em tensão captável por um dispositivo de coleta. Além de se tratar de um dispositivo com sensibilidade parecida a uma placa fotovoltaica, também é um dispositivo com maior acesso de componentes no mercado, além de um custo reduzido para desenvolvimento.

2.3.2 Classificação de piranômetros

Estes são classificados de acordo com a norma ISO 9060 (1990) que foi criada para a especificação e classificação de instrumentos para medição de irradiância solar hemisférica e irradiância solar direta. A ISO 9060 especifica os piranômetros, sendo estes classificados em três categorias:

- a) Piranômetro padrão secundário;
- b) Piranômetro de primeira classe;
- c) Piranômetro de segunda classe;

Estes são enquadrados em cada classe de acordo com critérios estabelecidos pela ISO 9060. Esses critérios são tempo de resposta, compensação do ponto zero, não estabilidade, não linearidade, resposta a temperatura, resposta a inclinação, também chamada de resposta ao cosseno, resposta direcional e por fim seletividade espectral.

Tempo de resposta é basicamente a medição da inércia do sensor até a leitura final, sendo que para a categoria padrão secundário o tempo é < 15 s, para a primeira classe é < 30 s e para o de segunda classe é < 60 s.

A compensação do ponto zero é a medida da estabilidade do ponto zero do sensor, específica para a resposta em 200 W/m^2 de irradiância, também pode ser uma medida da estabilidade do ponto zero específica para a resposta onde há uma mudança na temperatura ambiente. Para categoria padrão secundário é de 7 W/m^2 e 2 W/m^2 para segundo tipo de aferição, para a categoria da primeira classe é de 15 W/m^2 e 4 W/m^2 respectivamente e para a segunda classe é de 30 W/m^2 e de 8 W/m^2 respectivamente para os dois tipos de aferição.

Não estabilidade é a mudança percentual anual medida, ou seja, é o quanto o dispositivo degrada sua resposta no período de um ano. Para categoria padrão secundário fica em torno dos 0,8%, para a categoria de primeira classe gira em torno dos 1,5% e para a segunda classe por volta dos 3%.

A não linearidade nada mais é do que o percentual desviado da sensibilidade do dispositivo em 500 W/m^2 , através da mudança na irradiância dentro de 100 W/m^2 a 1000 W/m^2 . Para a categoria padrão secundário esse valor é por volta dos 0,5%, nos dispositivos de primeira classe gira em torno de 1,5% e nos de segunda classe fica por volta dos 3%.

Resposta à temperatura nada mais é do que a variação da leitura do dispositivo com a temperatura. Esta é obtida em porcentagem e através de uma aferição de temperatura ambiente com a resposta e a temperatura interna do dispositivo a um determinado valor, tem-se sua resposta à temperatura. Essa resposta para categoria padrão secundário gira em torno dos 2%, para a primeira classe mais ou menos 4% e para segunda classe por volta dos 8%.

A resposta à inclinação ou resposta é dada em porcentagem, sendo obtida fazendo-se as medições em vários graus de inclinação e as comparando com o valor obtido com o dispositivo nivelado. Esse resultado é comparado com o cosseno trigonométrico do ângulo aonde foram feitas as referidas aferições, para a categoria padrão secundário. Esse valor gira em torno dos 0,5%, para a primeira classe perto dos 2%, já na segunda classe por volta dos 5%.

Resposta direcional serve para que se tenha segurança que os valores limítrofes são encontrados. Deve-se fazer medidas da resposta relativa à incidência normal nos ângulos de incidência, os quais variam de 30 a 80 graus, com uma diferença de 10 graus entre eles. Para

12 ângulos azimutais que variam de 30 em 30 graus, para a categoria padrão secundário esse valor gira em torno de 10%, já na primeira classe por volta dos 20% e para a segunda classe em torno de 30%.

A seletividade espectral é o desvio do produto da absorção e a transmissão espectral da média correspondente em um determinado intervalo. Essa medida necessita de uma técnica de grande sensibilidade e é dada em porcentagem também. Para dispositivos padrão secundário gira em torno dos 3%, em dispositivos de primeira classe por volta dos 5%, já nos de segunda classe mais ou menos 10% (FREIRE, 2008, p. 21).

2.4 FOTODIODOS

São semicondutores que possuem uma junção p-n, assim como as placas fotovoltaicas, construídos basicamente por duas pastilhas de diferentes sólidos cristalinos semicondutores, encapsulada por um material eletricamente isolante e transparente ao comprimento de onda da radiação. Normalmente se utiliza de materiais transparentes como acrílico, que além de não impedir a passagem da luz, trazem uma certa resistência e proteção aos fotodiodos. Eles são formados na sua grande maioria por elementos químicos como o semicondutor silício e o germânio, que são semicondutores intrínsecos.

Segundo Boylestad e Nashelsky (1998) um sólido semicondutor age como um isolante e como um condutor. Este comportamento do semicondutor apresenta características interessantes, tornando essencial nesse projeto, pois um irá conduzir eletricidade ou não, dependendo das condições em que se encontrar, como temperatura, exposição à radiação eletromagnética e natureza química da superfície em que está.

Sua função é inversa a de um LED, ao invés de transformar corrente elétrica em luz, transforma-se luz em corrente elétrica, além de sua polarização também ser invertida. Através da incidência de luminosidade sobre o fotodiodo polarizado inversamente, gera-se uma corrente, chamada de corrente de saturação. Essa corrente é uma corrente de portadores minoritários, ou seja, elétrons na região P e buracos na região N. Existem dois tipos de fotodiodos mais relevantes, o PIN e o APD.

O fotodiodo PIN possui as regiões p e n com um alto nível de dopagem, além de possuir uma região intermediária intrínseca de depleção com uma dada largura, levemente dopada.

O fotodiodo APD possui uma combinação da detecção do sinal luminoso, além de uma amplificação da corrente de saturação. O seu ganho é feito em avalanche, esse tipo de

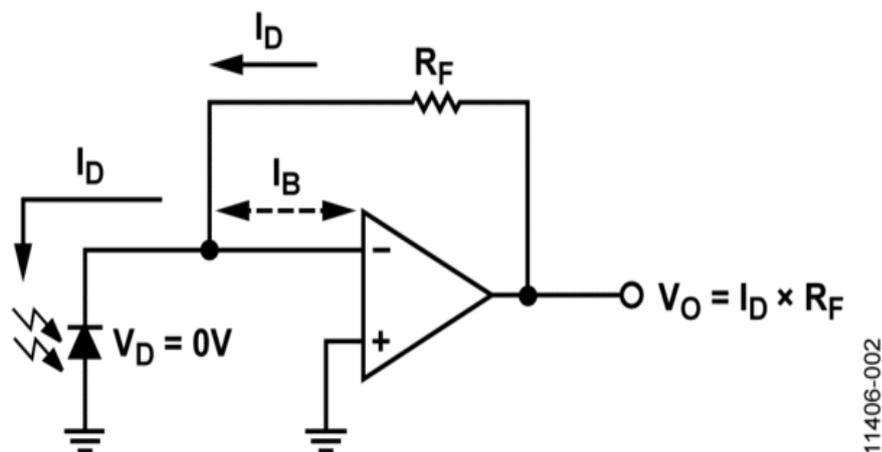
fotodiodo é construído de forma a ter um elevado campo elétrico que irá acelerar os portadores de fótons até uma velocidade suficiente para que as colisões entre os átomos produzam novos portadores, com o campo elétrico essas partículas são aceleradas continuamente fazendo assim o processo de avalanche.

Na prática, a diferença entre ambos seria basicamente a sensibilidade, linearidade, relação sinal/ruído, custo, vida útil, tempo de resposta, variação das características em relação à temperatura e circuitos de polarização, tendo o fotodiodo PIN uma sensibilidade menor, uma linearidade maior, relação sinal ruído pior, porém um baixo custo, além de uma vida útil maior, um tempo de resposta maior, sua variação de acordo com a temperatura menor e seu circuito de polarização simples. Na medida que o fotodiodo APD possui essas características ao inverso, como por exemplo uma sensibilidade muito maior, uma linearidade menor, um alto custo, e assim por diante.

2.5 CIRCUITO AMPLIFICADOR

No dado projeto se vai utilizar um circuito amplificador, para que a partir de um valor de corrente bem baixo de saída do fotodiodo, na casa dos microampere, tenha-se uma saída em tensão com um sinal da escala de 0 a 5 V. Essa amplificação será dada através de um circuito amplificador simples chamado de amplificador de transimpedância, assim representado na figura 6.

Figura 6 – Circuito amplificador de sinal



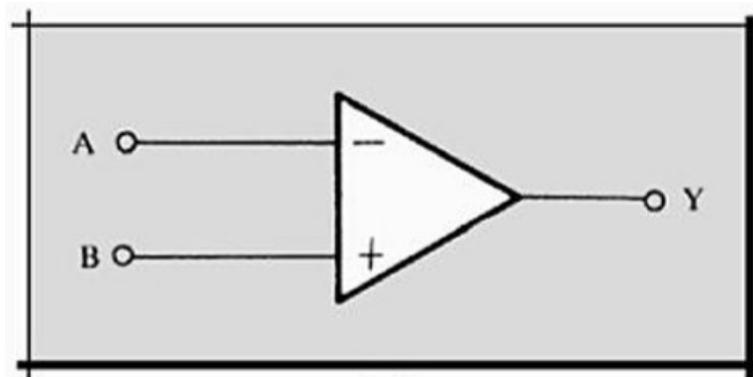
Fonte: [https://www.semanticscholar.org/paper/Design-of-a-Microcontroller-Based-Automated-Laghrouche-Attaf/9a5d1cc8213773e47688b8853fa44af3c07303cb/figure/1\(2020\)](https://www.semanticscholar.org/paper/Design-of-a-Microcontroller-Based-Automated-Laghrouche-Attaf/9a5d1cc8213773e47688b8853fa44af3c07303cb/figure/1(2020)).

Esse circuito amplificador basicamente vai se utilizar de um amplificador operacional, com um resistor de retorno que vai se multiplicar à corrente, para assim dar a respectiva tensão de saída esperada.

2.5.1 Amplificador operacional.

O amplificador operacional, também chamado de ampop é um amplificador CC (corrente contínua) multiestágio, com entradas que se subtraem. Tem sua forma representada por um triângulo, com duas entradas e uma saída, entrada inversora e não inversora, como representado na figura 7. Suas características se aproximam das de um amplificador ideal, pois sua impedância de entrada tende ao infinito e suas duas portas com tendência de sempre se manter no mesmo potencial. Dentre essas características ideais o ampop também tem uma resistência de saída nula, ganho de tensão infinito, resposta de frequência infinita e insensibilidade à temperatura.

Figura 7 – Amplificador operacional



A — Entrada inversora
B — Entrada não-inversora
Y — Saída

Fonte: PERTENCE JÚNIOR, 2003, p.18.

A aplicação desses circuitos integrados não se restringe à aplicação que será dada no presente projeto. Esse CI (circuito integrado) possui inúmeras utilidades, como em circuitos de sistemas eletrônicos de controle industrial, na instrumentação industrial, na instrumentação nuclear, na instrumentação médica, nos computadores analógicos, em equipamentos de

telecomunicações, equipamentos de áudio, em sistemas de aquisição de dados como é o caso do presente projeto e em inúmeras outras aplicações.

Os CIs foram desenvolvidos lá pela década de 40 e naquela época eram bem precários. A partir da invenção dos transistores, no final da década de 40 foi possível a produção de amplificadores, com características aceitáveis para a época. No entanto, o primeiro amplificador operacional como circuito integrado só foi finalmente desenvolvido em meados de 1963, lançado nos Estados Unidos da América pela empresa Fairchild. Apesar do grande aprimoramento de sua criação nos anos 40, esse dispositivo monolítico apresentava uma série de problemas, como baixa resistência de entrada, baixo ganho, alta sensibilidade a ruídos, necessidade de alimentações específicas. Assim, em 1965 a mesma fabricante lançou um novo dispositivo, que para todos é considerado como realmente o primeiro amplificador operacional lançado, com parâmetros confiáveis e usual. Logo depois, em 1968 foi lançado o tão conhecido 741, que até hoje é o amplificador mais utilizado em experimentos didáticos no mundo. Os amplificadores com a tecnologia MOS só começaram a chegar no mercado por volta de 1975, na quarta geração de desenvolvimento dos amplificadores operacionais.

Existem alguns tipos de amplificadores operacionais, alguns deles são os amplificadores operacionais monolíticos bipolares, monolíticos bifet e bimos além dos monolíticos de potência para aplicações gerais. Basicamente sua diferenciação é dada pelo tipo de transistor que é utilizado em seu interior, tendo cada tipo características e aplicações específicas (PERTENCE JÚNIOR, 2003, p.17).

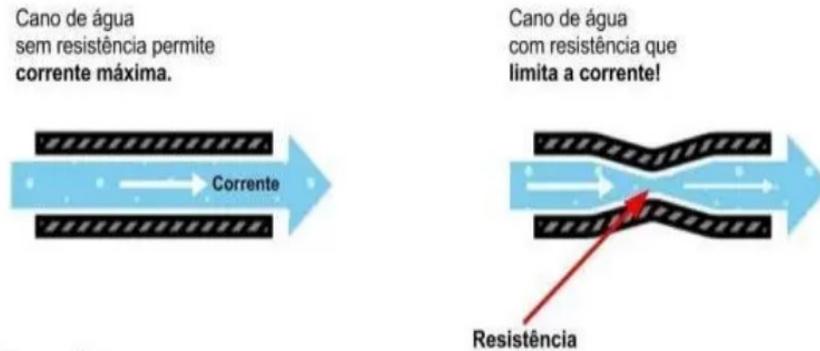
Para o dado projeto se pretende utilizar o amplificador operacional na configuração amplificador inversor, com a porta inversora conectada ao fotodiodo e um circuito resistivo de realimentação.

2.5.2 Resistores.

O resistor é um componente elétrico muito usual em circuitos eletroeletrônicos, pode-se dizer que é o mais utilizado dos componentes. Este é um componente passivo que tem a função principal de limitar o fluxo de corrente elétrica no circuito. Ele pode ser comparado a uma parte de um cano com o diâmetro menor que o restante do mesmo, fazendo com que o fluxo de água sofra uma resistência e se restrinja à limitação dada pela espessura dessa parte, como representado na figura 8, sendo um resistor para a corrente elétrica, o qual limita a sua intensidade de acordo com o valor do dado resistor.

Figura 8 – Princípio do resistor

Resistor **limita** a corrente



Fonte: [https://www.mundodaeletrica.com.br/o-que-e-um-resistor/\(2019\)](https://www.mundodaeletrica.com.br/o-que-e-um-resistor/(2019)).

Resistores elétricos não possuem polaridade e são divididos em alguns tipos, de acordo com sua capacidade de potência passante e sua precisão. Sua potência normalmente é dependente do seu diâmetro e sua precisão assim como seu valor é dado através de cores ou inscrições para resistores de potência.

Eles são normalmente feitos de fios enrolados em cerâmica, disposição a qual se pode chegar a uma grande precisão e se tem grande utilidade. Os resistores mais antigos eram feitos dessa forma. O único problema é que esse tipo de resistor gera uma indutância intrínseca em altas frequência, no qual em alguns circuitos não é desejável. Por isso, atualmente também temos resistores que se utilizam de misturas de cerâmica e carbono. Apesar de não serem resistores muito precisos, se encaixam em uma grande gama de aplicações que não necessitam de grande precisão.

3 DESENVOLVIMENTO DO SENSOR PROPOSTO

Neste capítulo serão descritas as etapas de desenvolvimento e aperfeiçoamento do circuito de captação de intensidade solar, assim como uma explanação técnica e científica dos métodos utilizados para a escolha dos componentes, além dos estudos sobre a viabilidade e qualidade dos dados coletados com os circuitos em questão. Não obstante será feita uma análise de custos e uma comparação entre custos e precisão dos dados obtidos.

Através desse capítulo pretende-se também explicar passo a passo os métodos utilizados para confecção da placa de circuito impresso e aquisição de dados, além das pesquisas de mercado feitas para a aquisição de cada componente utilizado.

3.1 DEFINIÇÃO DE COMPONENTES

Ao início do projeto após as devidas pesquisas teóricas terem sido feitas, viu-se que seriam necessários para o completo funcionamento do circuito captador de intensidade solar, uma série de componentes. Tais componentes poderiam ser separados em dois tipos, componentes passíveis de estudo e pesquisa comercial e componentes básicos cuja aquisição não necessitaria de pesquisas prévias.

Os componentes básicos como capacitores, resistores não precisariam de um estudo de mercado específico para sua aquisição, até mesmo possuindo alguns destes no próprio laboratório de eletrônica da UNISUL. Apesar de existirem resistores de alta precisão que são utilizados em projetos que exijam esse diferencial, eles acabam inviabilizando a temática do projeto, por se tratar de um projeto que visa o baixo custo da aquisição dos dados desejados. Porém, como já sabido os resistores sem alta precisão possuem uma resistência variável na faixa dos 5%. Pretendeu-se assim fazer a medição de vários resistores, para encontrar tais que tivessem resistências específicas, os mais semelhantes possíveis, para que fossem implementados no projeto, assim tendo apenas uma pequena defasagem de amplificação, em comparação com resistores de alta precisão.

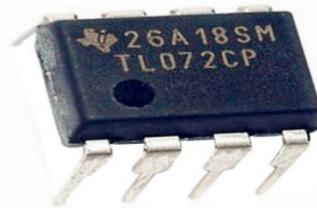
Já os componentes passíveis de estudo e pesquisa comercial, seriam o amplificador operacional, que é parte importantíssima do projeto, o qual irá fazer o tratamento do sinal analógico emitido pelo sensor e o sensor propriamente dito. Para esse sensoriamento irá se utilizar de um fotodiodo, sendo sobre o fotodiodo que vai incidir a luz solar variável, essa que se deseja mensurar.

Em relação ao amplificador operacional viu-se a possibilidade de utilização de amplificadores com construções diferenciadas.

No mercado Brasileiro, os amplificadores mais encontrados são aqueles com sua lógica construtiva através de componentes semicondutores como BJT's (Trasistores bipolares de junção). Também existem tipos de amplificadores operacionais construídos com MOSFET's (Transistores de efeito de campo), amplificadores estes que possuem uma vantagem de ter uma impedância nas suas entradas inversora e não inversora mais alta que os construídos com BJT's. Sendo assim, através de um estudo de campo comercial viu-se que alguns amplificadores operacionais com MOSFET's não teriam um valor econômico discrepante em relação aos com BJT's. Como a real vantagem que essas diferenças construtivas trarão para aquisição dos dados do projeto não é conhecida, optou-se pela utilização dos dois tipos de dispositivos, assim fazendo dois circuitos para aquisição de dados simultâneos. Sendo assim, essa diferença ao final poderá ser constatada ou não, através dos estudos comparativos a serem desenvolvidos.

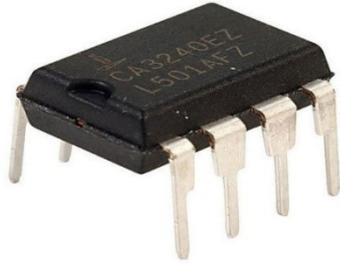
Os amplificadores operacionais escolhidos foram o TL072 com BJT's internos e o CA3240EZ, amplificador com MOSFET's internos, ambos saíram pelo valor aproximado de R\$ 4,00, o TL072 por R\$ 3,40 e o CA3240EZ por R\$ 5,20, estes representados pelas figuras 9 e 10 respectivamente.

Figura 9 – TL072



Fonte: <https://www.baudaeletronica.com.br/amplificador-operacional-tl072.html>(2020)

Figura 10 – CA3240EZ



Fonte: <https://www.baudaeletronica.com.br/circuito-integrado-ca3240ez.html>(2020).

Para a alimentação dos dados amplificadores viu-se necessário para ter uma amplificação linear e um *offset* em 0V, a necessidade do acoplamento de uma fonte simétrica ao alimentador do amplificador. Para essa alimentação fez-se uso de um circuito integrado de fácil utilização chamado ICL7660. Esse circuito integrado tem como entrada uma tensão de 2.4 a 25V e tem como saída duas tensões simétricas do mesmo potencial de sua entrada, sendo um circuito integrado de extrema utilidade para esse projeto, possibilitando uma alimentação simétrica confiável e uma facilidade de integração ao circuito.

Este circuito saiu pelo valor de R\$ 9.90, sendo um circuito mais caro que o próprio amplificador operacional, porém trazendo uma facilidade de integração e uma saída simétrica de qualidade, este está representado pela figura 11.

Figura 11 – ICL7660



Fonte: [https://produto.mercadolivre.com.br/MLB-781455861-icl7660scpaz-icl7660-7660scpaz-7660s-dip-8-original-_JM?quantity=1/\(2020\)](https://produto.mercadolivre.com.br/MLB-781455861-icl7660scpaz-icl7660-7660scpaz-7660s-dip-8-original-_JM?quantity=1/(2020)).

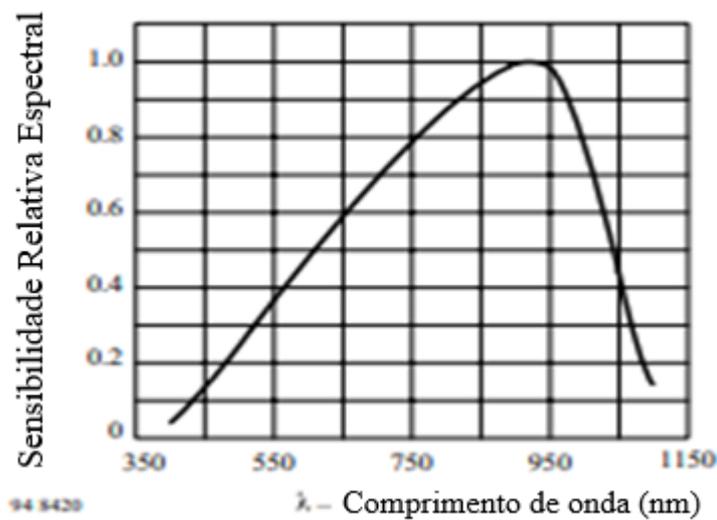
Em relação aos fotodiodos foi constatado uma diversa quantidade de fotodiodos no mercado brasileiro, mas apenas um com viabilidade técnica de utilização ao dado projeto. Através de uma breve pesquisa nos fotodiodos disponíveis no mercado externo, como na China, encontrou-se o fotodiodo presente no mercado brasileiro, além de uma gama ampla de outros fotodiodos que poderiam adequar-se a dada aplicação do projeto. Este também, com um custo bem inferior ao encontrado no mercado interno, cerca de 1/3 do valor por unidade. No entanto, por trata-se da validação de um protótipo e não se utilizará de uma grande quantidade de peças para sua validação, considera-se mais atrativa a aquisição do componente via site de compra *online* brasileiros, o qual traria um preço acessível e uma quantidade suficiente de peças para o teste do protótipo.

O fotodiodo que irá ser utilizado é o BPW34. No exterior chegou-se a encontrar o BPW21 e o SFH202, porém ao consultar seus respectivos *datasheets*, constatou-se que o fotodiodo que abrange a maior parte do espectro que deseja-se alcançar, que é entre 400nm a 1200nm (HIDALGO et al., 2013) é o BPW34, como pode-se constatar nas figuras 12, 13 e 14. O BPW34 que possui um *range* de sensoriamento de 400nm a 1100nm, como se observa na figura 12 e segundo seu *datasheet* presente no anexo A. Essa faixa de operação abrange total a faixa de luz visível e mais uma parte da faixa de infravermelho, tendo assim uma vantagem em relação a outros encontrados no Brasil, possuindo apenas uma faixa de operação específica, como a faixa de infravermelho ou ultravioleta, os quais não teriam viabilidade técnica alguma para o dado projeto. Além disso, o fotodiodo escolhido e disponível no mercado brasileiro, tendo uma abrangência maior do que os apenas encontrados no mercado chinês, necessitariam

de serem adquiridos em grande quantidade, para conseguirem atingir sua viabilidade econômica.

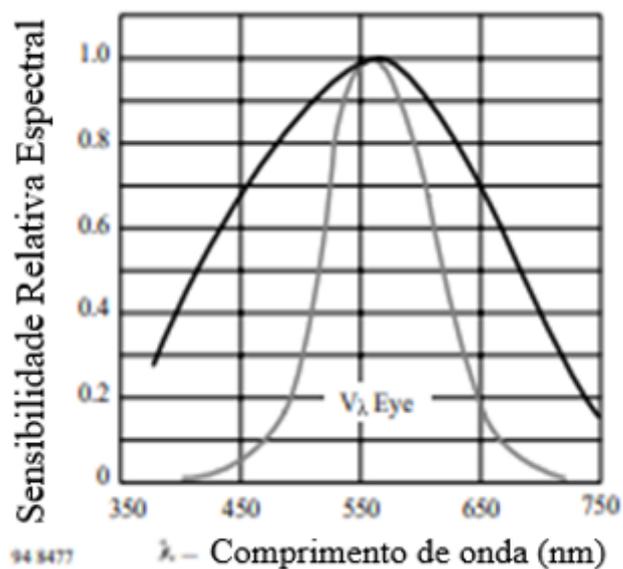
O BPW34 foi adquirido à R\$ 35,00 acrescido da taxa de entrega em domicílio, sendo esse valor para um total de 5 unidades do componente. Abaixo segue-se os gráficos mencionados anteriormente.

Figura 12 – BPW34



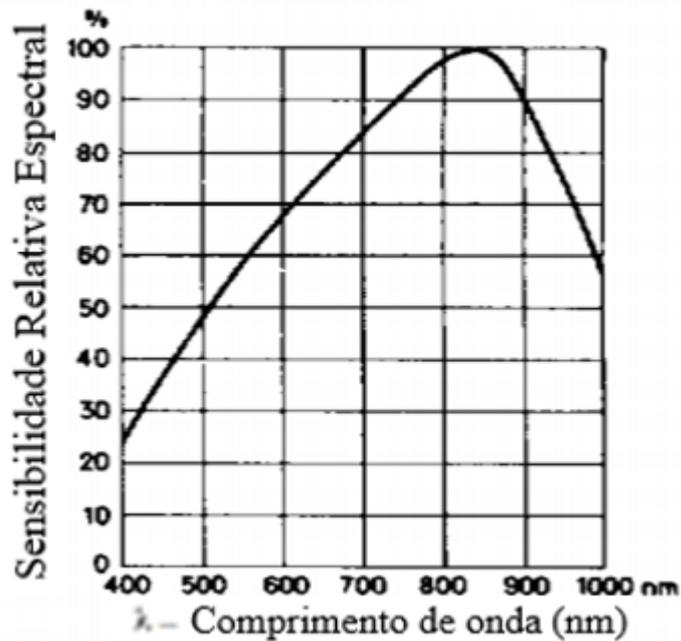
Fonte: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/26251/VISHAY/BPW34.html>(2020).

Figura 13 – BPW21



Fonte: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/26250/VISHAY/BPW21.html>(2020).

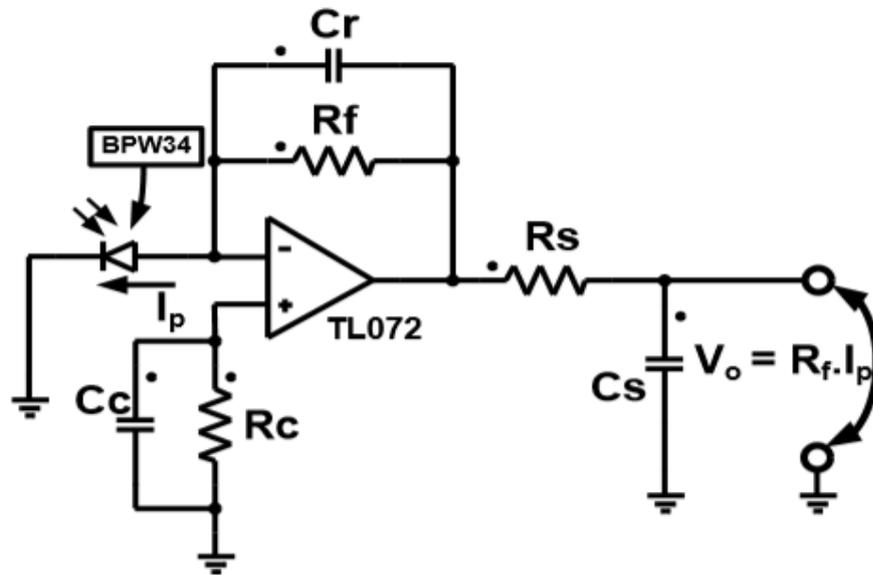
Figura 14 – SFH202



Fonte: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/45610/SIEMENS/SFH202.html> (2020).

Após a escolha do sensor, é necessário realizar os cálculos para determinar os valores dos componentes, como resistores e capacitores, que integrados ao amplificador operacional irão possibilitar uma amplificação linear e ideal para a leitura dos circuitos sensores pelo dispositivo *datalogger* que realizará a coleta, para a dada amplificação linear irá se utilizar de uma configuração de circuito chamada amplificador de transimpedância, representado na figura 15, nesse circuito, I_p é a corrente gerada pela incidência de luz em cima do sensor, C_c o elemento compensatório, R_c , o elemento de correção e C_r de estabilização do circuito.

Figura 15 – Amplificador de Transimpedância



Fonte: LUZ, Caio; TOFOLI, Fernando; VICENTE, Paula; VICENTE, Eduardo. (2018).

R_s e C_s são utilizados para oferecer uma filtragem de passagem de frequências baixas, que tem o objetivo de eliminar qualquer tipo de ruído e R_f , resistor de *feedback* que é o responsável por fixar um ganho CC ao circuito, assim tendo a fórmula a seguir como representação da saída do circuito.

$$V_0 = I_p \cdot R_f$$

V_0 - Tensão de saída (V)

I_p - Corrente diodo (A)

R_f - Resistor de *feedback* (Ω)

Para determinar o valor de R_f , usou-se como base, condições típicas de 1000 W/m^2 , para essa condição o fotodiodo BPW34 gera um corrente I_p na casa dos mili amperes, assim sendo como o sistema de aquisição de pode receber em suas portas analógicas o máximo de tensão de 5V, dimensionou-se um resistor R_f de $1\text{k}\Omega$.

Também para corrigir o erro CC da corrente de polarização, utilizou-se um resistor R_c também de 1K ohm acoplado a porta não inversora dos amplificadores. Para evitar ruídos provenientes desse resistor, conecta-se um capacitor C_c de 100pF em paralelo, e para prevenir capacitâncias parasitas se utiliza um outro capacitor de C_r de mesmo valor, que é conectado em

paralelo ao resistor de realimentação. E por fim o filtro passa baixa, foi determinado para o corte em uma frequência de 10 Hz, obtendo assim $R_s = 6,8K \text{ ohm}$ e $C_s = 2,2 \text{ nF}$.

Observou-se também a necessidade da utilização de um sensor de temperatura, o qual se tornará útil para uma possível regulagem da precisão de aquisição dos dados sobre altas temperaturas, quais sujeitam circuitos integrados e fotodiodo a possíveis erros que podem ser solucionados via *software* com a utilização de um sensor de temperatura, possibilitando também a análise do gráfico de incidência solar em relação à temperatura, gráfico esse com uma significativa utilidade para análise dos dados obtidos.

A partir da pesquisa de campo comercial feita, encontrou-se dois tipos de sensores de temperatura viáveis, o LM35 sensor de temperatura analógico da *Texas Instruments* e o DS18B20, um sensor de temperatura digital, que necessita apenas de um resistor acoplado entre o seu pino positivo e o pino de dados. Optou-se assim pela utilização do sensor DS18B20, tendo em vista a sua facilidade de implementação via *software*, por se tratar de um sensor digital, além de sua sensível precisão em relação ao LM35.

Esse sensor custou por volta de R\$ 10,80 mais frete, este está ilustrado na figura 16.

Figura 16 – DS18B20



Fonte: <https://www.baudaeletronica.com.br/sensor-de-temperatura-digital-ds18b20.html> (2020).

As partes mais relevantes para esse projeto dos *datasheet* de todos os componentes adquiridos e aplicados ao projeto segue no Anexo A, Anexo B e Anexo C, sendo os *datasheet's*

do fotodiodo BPW34, dos amplificadores operacionais TL074 e CA3240EZ e o do sensor de temperatura DS18B20, respectivamente.

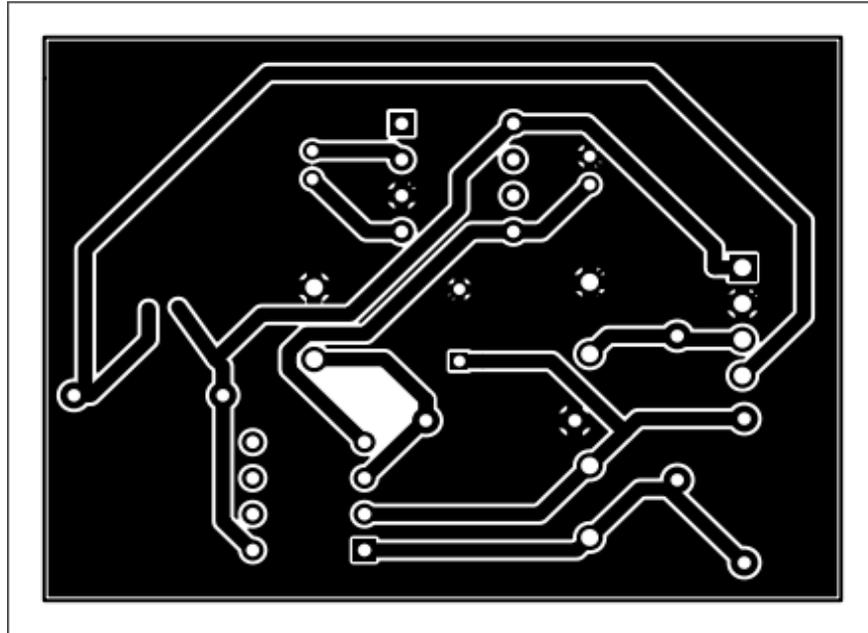
3.2 DESENVOLVIMENTO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Após a definição primária de todos os componentes necessários para o desenvolvimento do circuito sensor de intensidade solar, partiu-se para a produção da placa na qual os componentes serão alocados. Por se tratar de um dispositivo que exige boa qualidade de ligações entre componentes, além de uma fixação estável deles, optou-se assim pelo desenvolvimento de uma placa de circuito impresso.

Para o desenvolvimento da placa de circuito impresso, necessita-se de um esquemático com as ligações e alocações de cada componente. Esse esquemático normalmente é feito em *softwares* de simulação eletrônica, que após uma simulação bem-sucedida, pode ser feito o esquemático do circuito, em uma outra parte da aplicação do *software*. Como nossa aplicação se trata de um sensoriamento de intensidade solar, ou pode-se chamar de sensoriamento de potência eletromagnética incidente na superfície terrestre, os estudos de viabilidade de funcionamento do circuito foram todos feitos teoricamente, esperando que seu funcionamento fosse comprovado ao término da finalização da placa e o início dos testes realizados com pequenas coletas de dados dispersos, apenas com pretensões de atestar seu funcionamento.

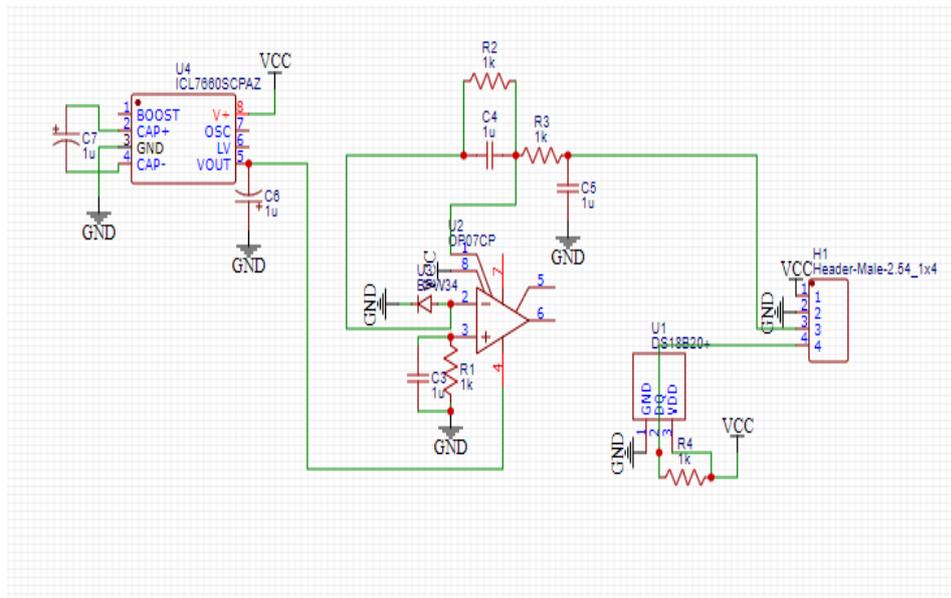
Foi desenvolvido o esquemático da placa de circuito impresso em um *software online*, o qual possui uma página que pode ser acessada por qualquer pessoa de forma gratuita, e o *software* de edição de placa de circuito impresso pode ser utilizado após um breve cadastro no site. Optou-se pela utilização desse site por sua prática utilização e aquisição de diversos componentes, os quais se tornam complicados de utilizar em *software* mais consagrados. Esse site possui suas bibliotecas *online*, podendo assim fazer utilização de diversos componentes, com uma pesquisa na aba de bibliotecas do *software online*, sem necessidade de buscas por bibliotecas específicas, nem fazer o *download* das mesmas, esquema elaborado para impressão ilustrado na figura 17 e a representação dos circuitos elétricos na figura 18.

Figura 17 – Esquemático da placa de circuito impresso



Fonte: O Autor (2020).

Figura 18 – Representação de circuitos elétricos e ligações



Fonte: O Autor (2020).

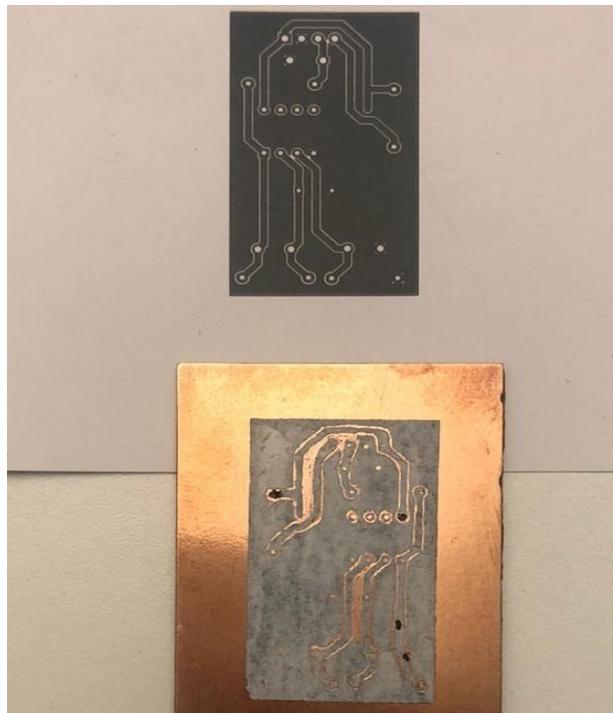
Após o projeto da placa de circuito impresso finalizado, usou-se o método de transfusão por calor, para transferir o esquemático para a placa de fenolite.

A transfusão trouxe dificuldades para o desenvolvimento do projeto, tendo em vista a não possibilidade da impressão do esquemático em papéis que facilitam esse processo. Optou-se pelo uso do papel couchê, por ser o único disponível para impressão em empresas da área. O

papel couchê possui um leve brilho que auxilia ao descolamento da tinta do papel da transfusão para a placa de fenolite. As transfusões por muitas vezes foram malsucedidas, justamente pela qualidade do papel não ser totalmente adequada para esse tipo de processo.

Após diversos testes e buscas para melhorar a qualidade da transfusão, encontrou-se uma prática a qual consiste em limpar a placa de fenolite com álcool isopropílico, antes do processo de transfusão. Apesar de não se mostrar eficaz em 100% das vezes, trouxe uma melhor qualidade para o processo, possibilitando assim a finalização da produção do circuito, representado pela figura 19.

Figura 19 – Finalização do processo de transferência

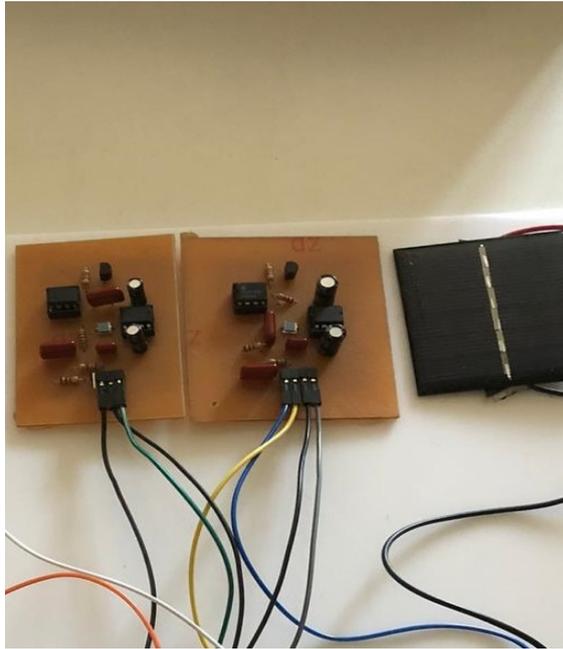


Fonte: O Autor (2020).

Usando ferro quente se faz a passagem do esquemático que está no papel para placa, após esse processo, faz-se os reparos necessários para um pleno funcionamento do circuito, além de suas furações prévias, em seguida imerge-se a placa em uma solução corrosiva chamada percloro de ferro, que é uma solução que corrói a parte do cobre exposta a ela, e preserva a parte do cobre que está sob a tinta da impressora, criando assim as trilhas ideais para o bom funcionamento do circuito.

Ao finalizar o processo de corrosão foram feitas as devidas soldagens dos componentes à placa e finalizada a parte de produção em si do circuito, como mostra a figura 20.

Figura 20 – Soldagem e alocação de componentes na placa



Fonte: O Autor (2020).

Com o dispositivo *datalogger* desenvolvido para captação dos dados dos circuitos em estudo, foram feitas coletas prévias do circuito, demonstrando sua sensibilidade à luz solar, ao aumento de incidência e diminuição da mesma, em relação a uma célula de referência previamente alocada junto com os circuitos, para que em conjunto com o sensor de temperatura possa ser avaliado o correto funcionamento dos circuitos em questão.

Coleta essa feita de maneira a permitir a incidência natural do sol e através dos dados obtidos em validar o funcionamento do circuito.

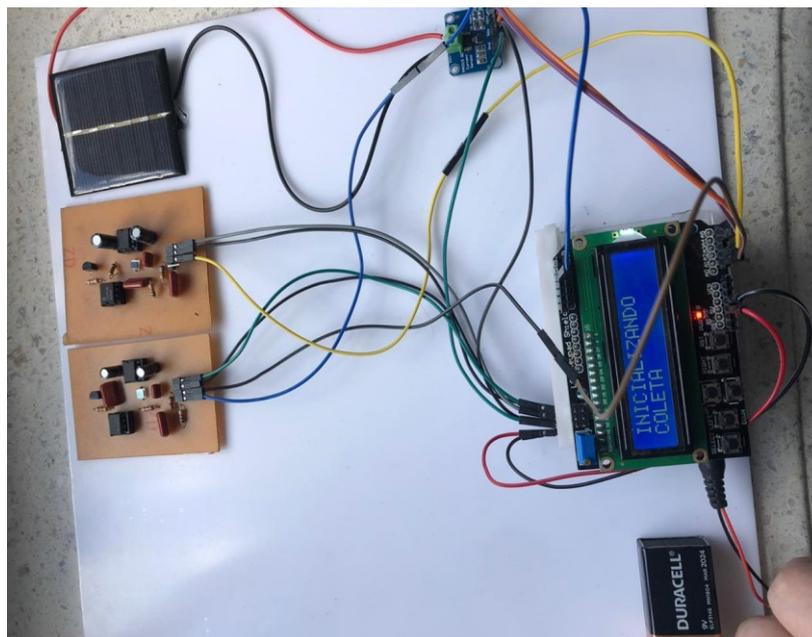
Na figura 21 apresenta-se os dados obtidos via *datalogger* para a validação do funcionamento do circuito sensor de intensidade solar, presente na figura 22 a forma como foi coletada.

Figura 21 – Informações coletadas via *datalogger*

N	Data	Hora	Temperatura	P1	P2	Célula FV
0	30/03/2020	12:25:52	T 44.75	P1 534.00	P2 507.00	CelulaFV 124.20
1	30/03/2020	12:25:54	T 44.63	P1 536.00	P2 505.00	CelulaFV 124.70
2	30/03/2020	12:25:56	T 44.69	P1 535.00	P2 507.00	CelulaFV 124.70
3	30/03/2020	12:25:58	T 44.94	P1 537.00	P2 507.00	CelulaFV 124.80
4	30/03/2020	12:25:59	T 45.19	P1 535.00	P2 507.00	CelulaFV 124.70
5	30/03/2020	12:26:01	T 45.44	P1 535.00	P2 506.00	CelulaFV 124.80
6	30/03/2020	12:26:03	T 45.63	P1 535.00	P2 506.00	CelulaFV 124.60
7	30/03/2020	12:26:05	T 45.75	P1 537.00	P2 507.00	CelulaFV 125.00
8	30/03/2020	12:26:07	T 45.94	P1 536.00	P2 506.00	CelulaFV 124.80
9	30/03/2020	12:26:09	T 46.13	P1 536.00	P2 507.00	CelulaFV 124.90
10	30/03/2020	12:26:10	T 46.25	P1 537.00	P2 505.00	CelulaFV 124.80
11	30/03/2020	12:26:12	T 46.38	P1 537.00	P2 509.00	CelulaFV 124.80
12	30/03/2020	12:26:14	T 46.50	P1 536.00	P2 507.00	CelulaFV 125.10
13	30/03/2020	12:26:16	T 46.69	P1 534.00	P2 506.00	CelulaFV 124.60
14	30/03/2020	12:26:18	T 46.81	P1 536.00	P2 506.00	CelulaFV 44.40
15	30/03/2020	12:26:19	T 46.81	P1 538.00	P2 508.00	CelulaFV 125.00
16	30/03/2020	12:26:21	T 46.88	P1 534.00	P2 506.00	CelulaFV 124.70
17	30/03/2020	12:26:23	T 46.94	P1 536.00	P2 507.00	CelulaFV 124.90
18	30/03/2020	12:26:25	T 47.06	P1 535.00	P2 506.00	CelulaFV 124.80
19	30/03/2020	12:26:27	T 47.13	P1 535.00	P2 507.00	CelulaFV 124.80
20	30/03/2020	12:26:29	T 47.25	P1 536.00	P2 508.00	CelulaFV 124.50
21	30/03/2020	12:26:30	T 47.31	P1 536.00	P2 507.00	CelulaFV 124.90
22	30/03/2020	12:26:32	T 46.94	P1 536.00	P2 506.00	CelulaFV 125.00
23	30/03/2020	12:26:34	T 46.63	P1 535.00	P2 507.00	CelulaFV 124.80
24	30/03/2020	12:26:36	T 46.69	P1 535.00	P2 506.00	CelulaFV 124.90
25	30/03/2020	12:26:38	T 46.75	P1 538.00	P2 507.00	CelulaFV 125.00
26	30/03/2020	12:26:39	T 46.94	P1 537.00	P2 507.00	CelulaFV 125.00
27	30/03/2020	12:26:41	T 47.06	P1 536.00	P2 508.00	CelulaFV 124.70
28	30/03/2020	12:26:43	T 47.19	P1 537.00	P2 508.00	CelulaFV 125.10
29	30/03/2020	12:26:45	T 47.25	P1 537.00	P2 508.00	CelulaFV 125.10
30	30/03/2020	12:26:47	T 47.25	P1 539.00	P2 506.00	CelulaFV 124.80
31	30/03/2020	12:26:49	T 47.44	P1 535.00	P2 506.00	CelulaFV 124.90
32	30/03/2020	12:26:50	T 47.50	P1 536.00	P2 507.00	CelulaFV 124.70
33	30/03/2020	12:26:52	T 47.56	P1 536.00	P2 507.00	CelulaFV 124.90
34	30/03/2020	12:26:54	T 47.69	P1 536.00	P2 508.00	CelulaFV 124.60
35	30/03/2020	12:26:56	T 47.75	P1 537.00	P2 507.00	CelulaFV 125.00

Fonte: O Autor (2020).

Figura 22 – Forma de coleta



Fonte: O Autor (2020)

Após a coleta de dados de uma forma rápida, de apenas alguns ciclos de coleta, pode-se aferir que os circuitos possuíam uma resposta correta em relação ao estado do sensor de temperatura e da célula fotovoltaica de referência. Tal aferição veio a permitir o prosseguimento dos testes feitos com a utilização de lâmpadas LED, com diferentes potências, para atestar a linearidade da resposta dos circuitos sensíveis à luz. Assim como, também a comparação do circuito cujo seu amplificador operacional tem sua construção dada por transistores de efeito de campo, em relação ao outro circuito, o qual possui o amplificador operacional que utiliza transistores bipolares de junção. Ainda na comparação será utilizada a mini placa fotovoltaica para comparar sua resposta em relação aos dois circuitos construídos.

4 COLETA E ANÁLISE DOS DADOS

4.1 TESTES COMPARATIVOS COM LAMPADAS

Na realização dos testes comparativos entre as respostas de cada amplificador operacional em relação a potência luminosa incidente sobre o fotodiodo, e sua linearidade, essencial para medição de incidência solar em campo, foi utilizada três lâmpadas LED de potências distintas 7 W, 9 W e 12 W. Para tal teste foi preparada uma caixa de papelão com o soquete para as lâmpadas na parte superior. A Caixa de papelão seria necessária para impedir que potências luminosas externas às lâmpadas pudessem influenciar no teste, e foi inserido os circuitos sensíveis à luminosidade no interno da caixa. Foi necessária também a inserção de uma caixa anterior à lâmpada para a segurança na realização do teste. Como se trata de uma caixa de papelão, e o papelão ao se aquecer pode existir a ocorrência de chamas, além da lâmpada estar em fácil contado com qualquer pessoa que por acidente possa encostar em seus polos, foi alocado um disjuntor e um disjuntor residual bipolar, para que nenhum imprevisto ocorresse durante os testes.

Tal teste foi realizado tendo em vista que ocorreu a impossibilidade da alocação de um piranômetro de referência, sendo assim, dessa pode-se obter uma análise de resposta do circuito sem o equipamento referido.

Através da figura 23 pode-se observar como foi a realização do teste comparativo.

Figura 23 – Forma de realização do teste



Fonte: O Autor (2020).

Através desse teste foram coletadas 360 amostras de cada lâmpada, para serem comparadas em uma planilha de Excel, gerando respectivos gráficos de acordo com cada circuito e sua potência incidente.

Logo há primeira vista, como pode-se notar na figura 24, o circuito sensor número 1 representado por P1, o qual deu-se o nome de SLTL, que significa sensor de luz e o TL como referência da sigla utilizada em seu amplificador operacional, pois trata-se do circuito que possui o TL072 como amplificador operacional. Ele obteve respostas sensíveis bem abaixo do circuito sensor número 2 representado por P2, o qual deu-se o nome de SLCA, cujo possui o mesmo significado dado para o circuito sensor SLTL, o qual possui o amplificador operacional CA3240EZ.

Como já mencionado anteriormente, o TL072 por se tratar de um amplificador operacional constituído de transistores bipolares de junção possui uma impedância de entrada inferior ao CA3240EZ, que possui em sua construção transistores de efeito de campo, sendo assim pode-se dedicar essa baixa sensibilidade às baixas potências do circuito sensor SLTL a esse fator. No entanto, o intuito do teste não se trata da sensibilidade mínima do dispositivo, e sim em sua resposta, no caso se o dado circuito obteve uma variação de resposta linear mesmo com valores mínimos ou não.

Figura 24 – Parte da coleta realizada para o teste

N	Data	Hora	Temperatura	P1	P2	Célula FV
0	05/05/2020	12:18:17	T 23,44	P1 3	P2 145	CélulaFV 1,1
1	05/05/2020	12:18:19	T 23,5	P1 4	P2 147	CélulaFV 1,1
2	05/05/2020	12:18:21	T 23,5	P1 4	P2 147	CélulaFV 1,3
3	05/05/2020	12:18:23	T 23,5	P1 6	P2 145	CélulaFV 1,3
4	05/05/2020	12:18:25	T 23,44	P1 5	P2 144	CélulaFV 1,1
5	05/05/2020	12:18:27	T 23,5	P1 5	P2 148	CélulaFV 0,9
6	05/05/2020	12:18:28	T 23,5	P1 7	P2 145	CélulaFV 1,3
7	05/05/2020	12:18:30	T 23,5	P1 5	P2 148	CélulaFV 0,9
8	05/05/2020	12:18:32	T 23,5	P1 4	P2 147	CélulaFV 0,9
9	05/05/2020	12:18:34	T 23,5	P1 4	P2 147	CélulaFV 1,4
10	05/05/2020	12:18:36	T 23,5	P1 5	P2 148	CélulaFV 1,1
11	05/05/2020	12:18:37	T 23,5	P1 4	P2 145	CélulaFV 1
12	05/05/2020	12:18:39	T 23,5	P1 4	P2 145	CélulaFV 0,8
13	05/05/2020	12:18:41	T 23,5	P1 5	P2 147	CélulaFV 1,2
14	05/05/2020	12:18:43	T 23,5	P1 6	P2 142	CélulaFV 1,1
15	05/05/2020	12:18:45	T 23,5	P1 4	P2 148	CélulaFV 1,1
16	05/05/2020	12:18:47	T 23,5	P1 5	P2 146	CélulaFV 1,1
17	05/05/2020	12:18:48	T 23,5	P1 4	P2 145	CélulaFV 1
18	05/05/2020	12:18:50	T 23,5	P1 5	P2 143	CélulaFV 1,1
19	05/05/2020	12:18:52	T 23,5	P1 4	P2 145	CélulaFV 1,4
20	05/05/2020	12:18:54	T 23,5	P1 6	P2 147	CélulaFV 1,2
21	05/05/2020	12:18:56	T 23,5	P1 4	P2 146	CélulaFV 0,9
22	05/05/2020	12:18:57	T 23,5	P1 5	P2 148	CélulaFV 1
23	05/05/2020	12:18:59	T 23,5	P1 4	P2 148	CélulaFV 1
24	05/05/2020	12:19:01	T 23,5	P1 6	P2 145	CélulaFV 1,4
25	05/05/2020	12:19:03	T 23,5	P1 4	P2 147	CélulaFV 1
26	05/05/2020	12:19:05	T 23,5	P1 6	P2 145	CélulaFV 1,3
27	05/05/2020	12:19:07	T 23,56	P1 6	P2 148	CélulaFV 1,2
28	05/05/2020	12:19:08	T 23,5	P1 6	P2 148	CélulaFV 1,3
29	05/05/2020	12:19:10	T 23,56	P1 3	P2 148	CélulaFV 0,8
30	05/05/2020	12:19:12	T 23,5	P1 5	P2 144	CélulaFV 1,1
31	05/05/2020	12:19:14	T 23,56	P1 3	P2 145	CélulaFV 1
32	05/05/2020	12:19:16	T 23,5	P1 6	P2 148	CélulaFV 1,2
33	05/05/2020	12:19:17	T 23,5	P1 5	P2 145	CélulaFV 0,8
34	05/05/2020	12:19:19	T 23,5	P1 5	P2 148	CélulaFV 1
35	05/05/2020	12:19:21	T 23,5	P1 6	P2 145	CélulaFV 1
36	05/05/2020	12:19:23	T 23,56	P1 5	P2 145	CélulaFV 1,1
37	05/05/2020	12:19:25	T 23,56	P1 3	P2 146	CélulaFV 0,7
38	05/05/2020	12:19:27	T 23,56	P1 3	P2 148	CélulaFV 0,8
39	05/05/2020	12:19:28	T 23,5	P1 5	P2 148	CélulaFV 1
40	05/05/2020	12:19:30	T 23,56	P1 4	P2 145	CélulaFV 1,2
41	05/05/2020	12:19:32	T 23,56	P1 5	P2 145	CélulaFV 0,9
42	05/05/2020	12:19:34	T 23,56	P1 3	P2 145	CélulaFV 0,9
43	05/05/2020	12:19:36	T 23,56	P1 4	P2 146	CélulaFV 1,1
44	05/05/2020	12:19:37	T 23,56	P1 7	P2 145	CélulaFV 1,1
45	05/05/2020	12:19:39	T 23,5	P1 6	P2 147	CélulaFV 1,1
46	05/05/2020	12:19:41	T 23,56	P1 7	P2 146	CélulaFV 1,3
47	05/05/2020	12:19:43	T 23,56	P1 5	P2 143	CélulaFV 0,7
48	05/05/2020	12:19:45	T 23,56	P1 5	P2 148	CélulaFV 0,8
49	05/05/2020	12:19:47	T 23,56	P1 4	P2 147	CélulaFV 1,1
50	05/05/2020	12:19:48	T 23,56	P1 6	P2 148	CélulaFV 0,9
51	05/05/2020	12:19:50	T 23,56	P1 4	P2 148	CélulaFV 0,9
52	05/05/2020	12:19:52	T 23,56	P1 5	P2 148	CélulaFV 0,7

Fonte: O Autor (2020).

Com esses valores em mãos como pode-se observar abaixo, constatou-se que por mais que a sensibilidade em potências de incidência baixa o circuito SLTL obteve uma variação considerável em sua resposta, tanto entre as lâmpadas de 7 W para 9 W quanto entre as lâmpadas de 9 W para 12 W, assim como o circuito SLCA, que também obteve uma variação quase de mesmo valor, porém em valores de respostas bem diferentes.

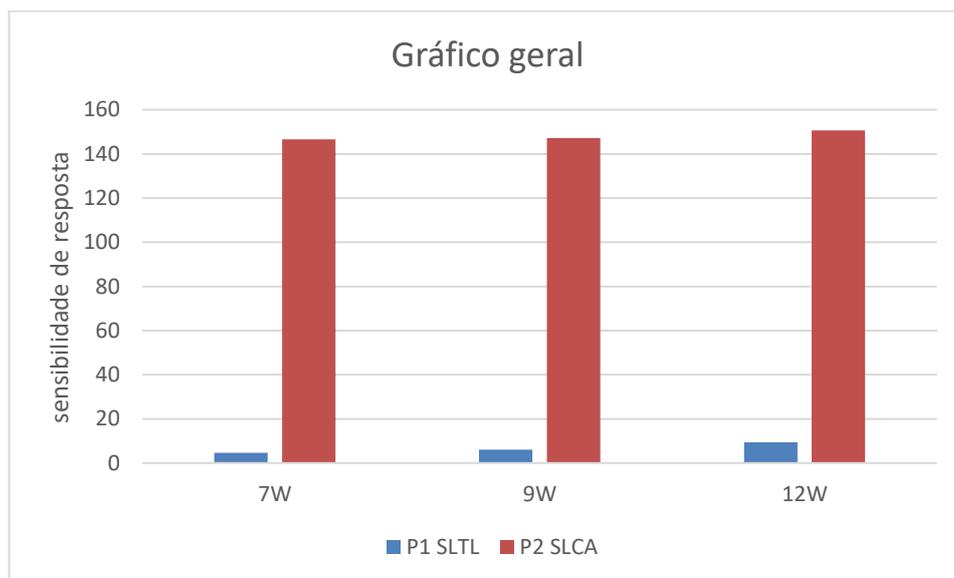
Média	7W	9W	12W
P1	4,570637119	6,127424	9,393352
P2	146,5955679	147,1717	150,5706
FV	1,044598338	1,408587	2,099723

Sendo assim, pode-se validar mais uma vez o que se havia constatado no teste prévio, que atestava o funcionamento dos circuitos sensores de intensidade solar terrestre, o seu funcionamento além da sua variação de resposta de acordo com o estímulo sofrido.

Com esses valores pode-se montar gráficos para análise dos mesmos e comparar suas respostas em relação a miniplaca fotovoltaica, além da sua linearidade de resposta tendo em vista que o objetivo será definir a resposta mais similar a obtida na placa fotovoltaica de referência.

Através do gráfico 1 pode-se perceber a variação similar que ambos dispositivos obtiveram, e como mencionado e observado nos registros do *datalogger* anteriormente a discrepância mais gritante se observa na sensibilidade do sensor, de acordo com o amplificador operacional aplicado.

Gráfico 1 – Análise de amplitude



Fonte: O Autor (2020).

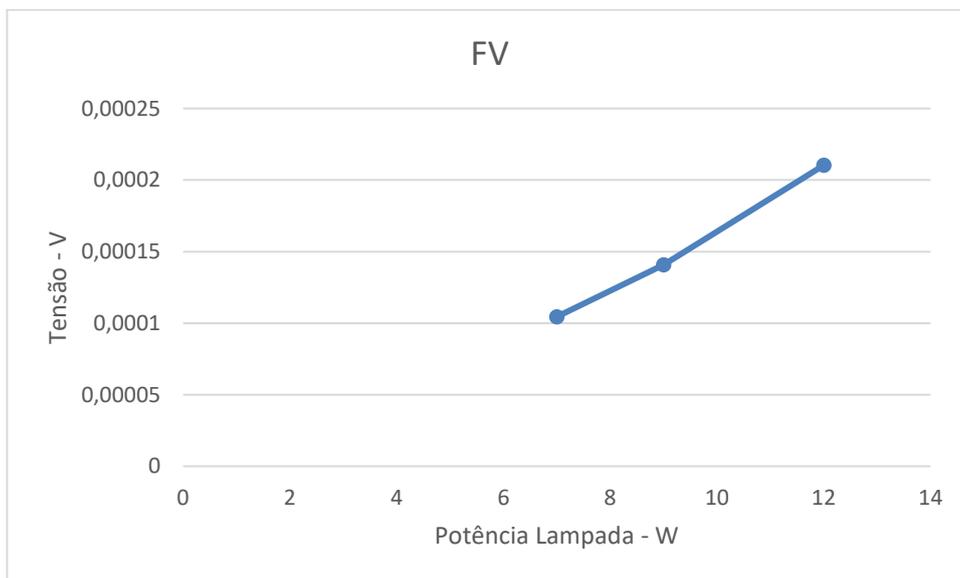
Em seguida foram tirados gráficos independentes para cada sensor, inclusive do painel fotovoltaico de referência que é utilizado como base para identificar a linearidade de resposta de cada circuito sensor.

Os valores apresentados no gráfico 1 estão em escala de bits, com uma resolução de 0 a 1023 sendo 1024 valores. O valor 1023 representando 5 V e o valor 0 representando 0 V, em seguida os dados valores foram convertidos em valores de tensão, assim como a captação realizada pelo painel foto voltaico cuja sua resposta foi obtida em mili ampere através do *datalogger*, e em seguida convertida para volts no Excel, sabendo que com um resistor de 0.1

Ohm sem série com o painel, fez-se uma conversão prática e obteve-se os valores de resposta em tensão do painel fotovoltaico também.

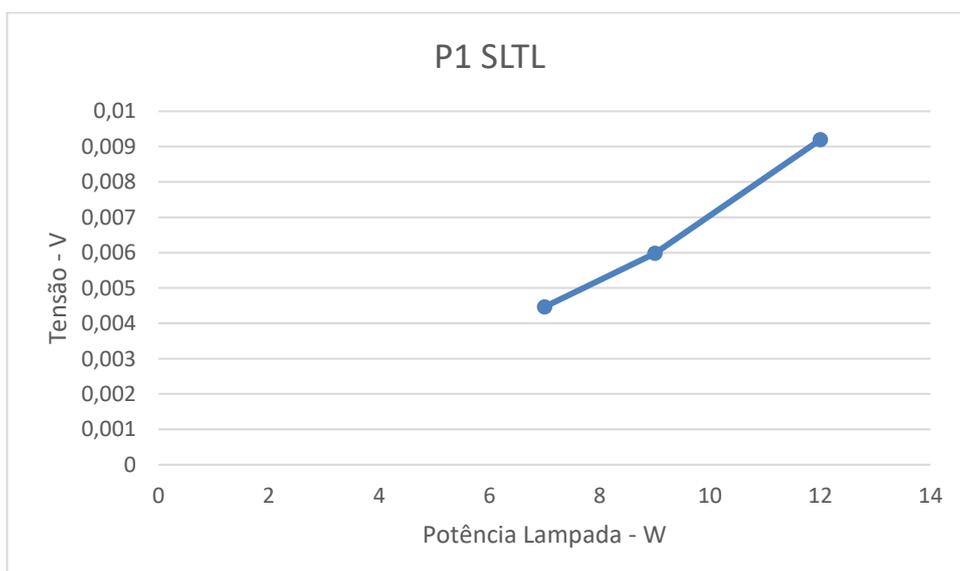
Seguindo na comparação dos gráficos obtidos com a análise dos valores em relação a resposta dos circuitos sensores e do mini painel fotovoltaico, apresenta-se esse três gráficos, o gráfico 2 referente a placa fotovoltaica, com a linearidade que deseja-se obter no comparativo com os circuitos desenvolvidos, seguido dos gráficos 3 e 4, referentes aos circuitos SLTL e SLCA respectivamente.

Gráfico 2 – Minipainel Fotovoltaico



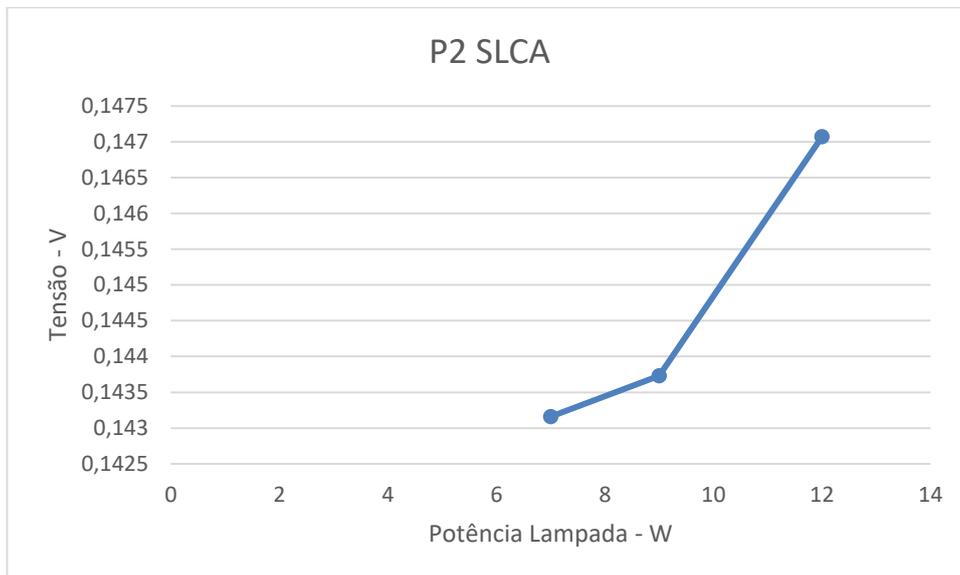
Fonte: O Autor (2020).

Gráfico 3 – Circuito sensor SLTL



Fonte: O Autor (2020).

Gráfico 4 – Circuito sensor SLCA



Fonte: O Autor (2020).

Como pode ser visto com a análise gráfica, obteve-se a resposta mais semelhante com mini painel fotovoltaico o circuito sensor SLTL, tendo em vista que o circuito SLCA obteve um acréscimo na sua resposta no intervalo entre a lâmpada de 7W e 9W menor do que os demais dispositivos em análise, retomando após sua sensibilidade em dimensões semelhantes no intervalo entre as lâmpadas de 9W e 12W. Sendo assim, pode-se dizer que apesar de obter uma sensibilidade baixa para pequenas fontes de energia luminosa, o circuito sensor de intensidade luminosa SLTL teve uma resposta tão linear quanto a resposta obtida com o mini painel fotovoltaico, esse dispositivo sendo o mais próximo do que temos em mãos que pode-se chegar de uma resposta linear a estímulos de incidência luminosa.

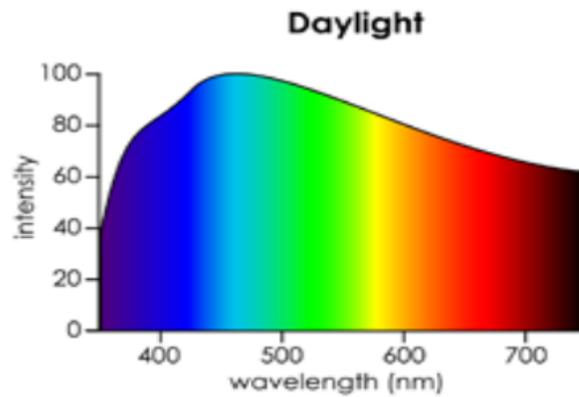
Ainda pode-se levar em consideração que o intuito do projeto especificamente não é fazer a análise de respostas a estímulos baixo, por se tratar de um estudo que visa viabilizar o sensoriamento de intensidade solar em determinadas regiões do solo terrestre, o estímulo incidente em um dia típico pode superar em muitas vezes o estímulo disponibilizados por estas lâmpadas.

Com esse teste pode-se observar que além de obter uma resposta mais linear, o circuito sensor SLTL apresentou um filtro a baixas intensidade luminosas, podendo assim ter uma resposta mais específica para a intensidades mais elevadas como a solar.

No teste foram utilizada dois tipos de lâmpadas LED, a de 7 W foi a chamada *cool white* (branco frio) e as demais eram *warm white* (branco quente), ambos os tipos possuem

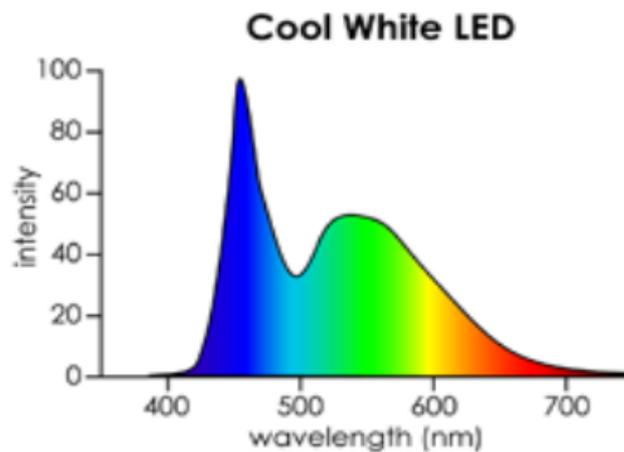
intensidade diferentes em diferentes espectros de frequência, como é mostrado a baixo, representado pelas figuras 25, 26 e 27, o comparativo do espectro e da intensidade luminosa emitida por cada tipo de lâmpada em relação ao espectro e intensidade a luz solar do dia.

Figura 25 – Espectro da luminosidade solar



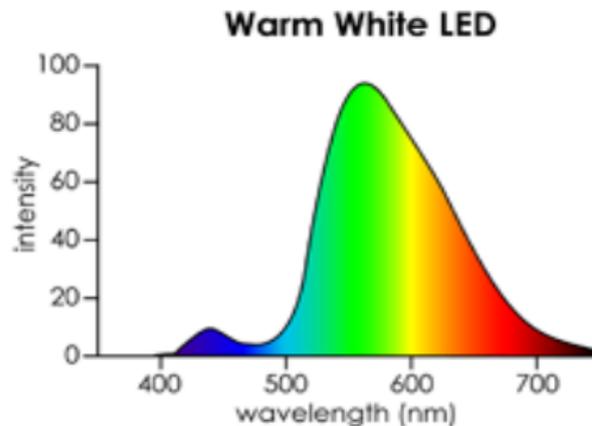
Fonte:<https://elementareletronica.wordpress.com/2017/03/19/leds-para-aquario/> (2020).

Figura 26 – Espectro da lâmpada LED fria



Fonte:<https://elementareletronica.wordpress.com/2017/03/19/leds-para-aquario/> (2020)

Figura 27 – Espectro da lâmpada LED quente



Fonte: <https://elementareletronica.wordpress.com/2017/03/19/leds-para-aquario/> (2020).

Através dessas imagens pode-se ver que tanto o espectro emitido e incidente na terra pelo sol, quanto os espectros das lâmpadas utilizadas nos testes possuem uma largura de espectro compatível com a sensibilidade do sensor utilizado no circuito, porém a incidência solar preenche por completo o espectro captado pelo sensor. Já as lâmpadas se limitando a ter uma emissão máxima de 700 nm e 800 nm, além da diferença na intensidade específica de cada parte do espectro. Sendo a região total de sensibilidade do sensor preenchida de maneira igual pela emissão solar, porém com variações na sensibilidade do sensor, mostrada anteriormente na figura 13, e tendo as lâmpadas variações de intensidade em diferentes partes do espectro, sendo a lâmpada de LED fria com uma maior intensidade de emissão no espectro por volta de 410 nm a 500 nm e da lâmpada quente de 500 nm a 700 nm.

Pode-se avaliar então que como os circuitos e a mini célula fotovoltaica foram submetidos à mesma lâmpada e de mesmo tipo, tendo assim cada dispositivo de coleta recebido o mesmo espectro e de mesma intensidade no mesmo momento da coleta, a análise se torna válida e com uma precisão interessante em relação ao espectro solar, pois as dadas lâmpadas preenchem uma boa parte do espectro sensível do fotodiodo, podendo assim ter uma ideia relativamente interessante da sua resposta.

Em seguida foi feito um teste de resposta a luz solar com ambos os circuitos, e comparando suas respostas com uma tabela de incidência média global na data de coleta.

4.2 TESTE DE RESPOSTA A LUZ SOLAR

Nesse segundo teste foram alocados os circuitos sensores, junto com a placa fotovoltaica, usada como referência no último teste, sendo esses expostos a uma irradiância solar no período das 8h às 10h.

Com os dados coletados nesse período pode-se averiguar o bom funcionamento e resposta coerente do circuito SLTL, além da sua similaridade de resposta em relação ao minipainel fotovoltaico, corroborando as conclusões chegadas com o teste anterior, como pode-se observar nos gráficos 5 e 6 a seguir.

Nesse teste também pode-se constatar, que por algum motivo, o sensor SLCA obteve uma resposta sensorial negativa, mesmo tendo sua única diferença construtiva ligada ao tipo do amplificador operacional utilizado, sendo ambos amplificadores com mesmas portas inversoras e não inversoras alocadas no mesmo lugar, levantando assim a questão de um possível problema físico no circuito, ou em algum circuito integrado no seu interior, como pode-se observar no gráfico 7.

Com os valores medidos nas horas em que se obteve uma estimativa de incidência global no plano horizontal, pode-se tirar com médias aproximadas as funções de transferências médias de resposta dos sensores. Essas funções indicam as constantes necessárias para a obtenção de valores de resposta em sensores lineares, função essa sendo descrita abaixo.

$$Pot = Offset + (Valor\ lido * Scope)$$

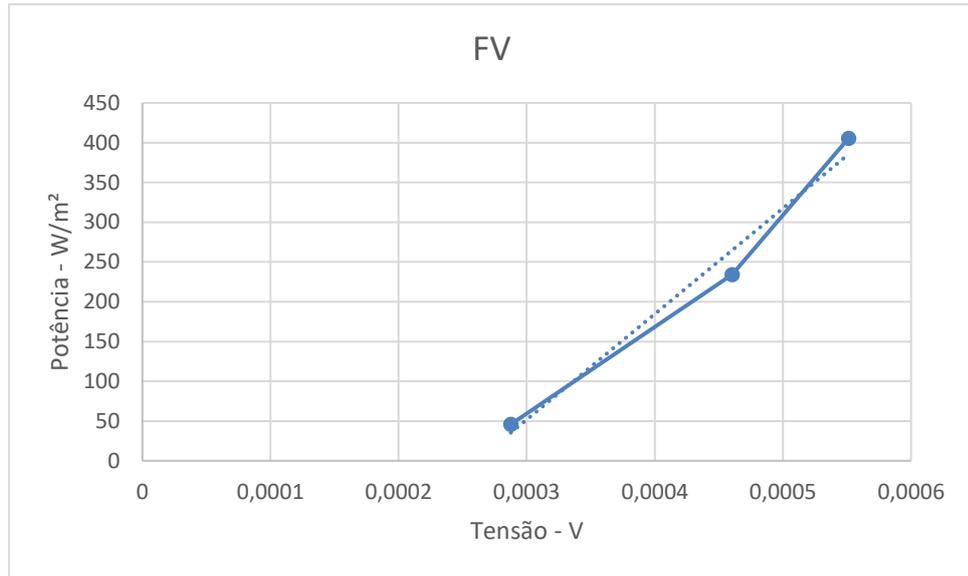
Pot - Potência Incidente (W/m²)

Offset - Tensão base do sensor (V)

Valor lido – Resposta obtida do sensor (V)

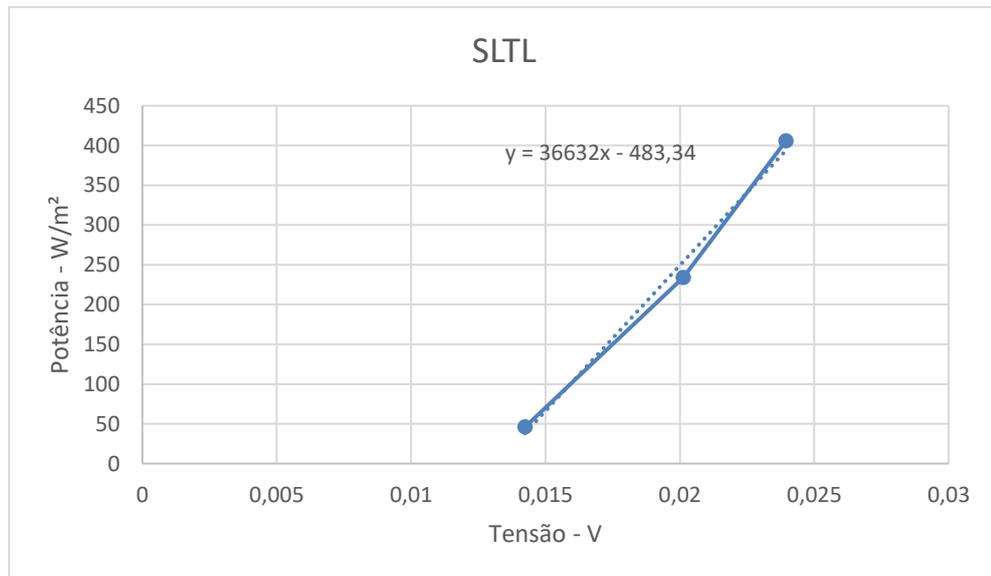
Sendo o valor lido, a resposta obtida no sensor em volts e o “Pot” a potência incidente sobre o sensor, a qual vem a ser a que se deseja obter. Assim, com os valores obtidos pela reta mediana apresentada nos gráficos 6 e 7 pode-se obter os valores de potência luminosa incidente sobre o sensor em relação a tensão de resposta obtida.

Gráfico 5 – Resposta a luz solar minipainel fotovoltaico



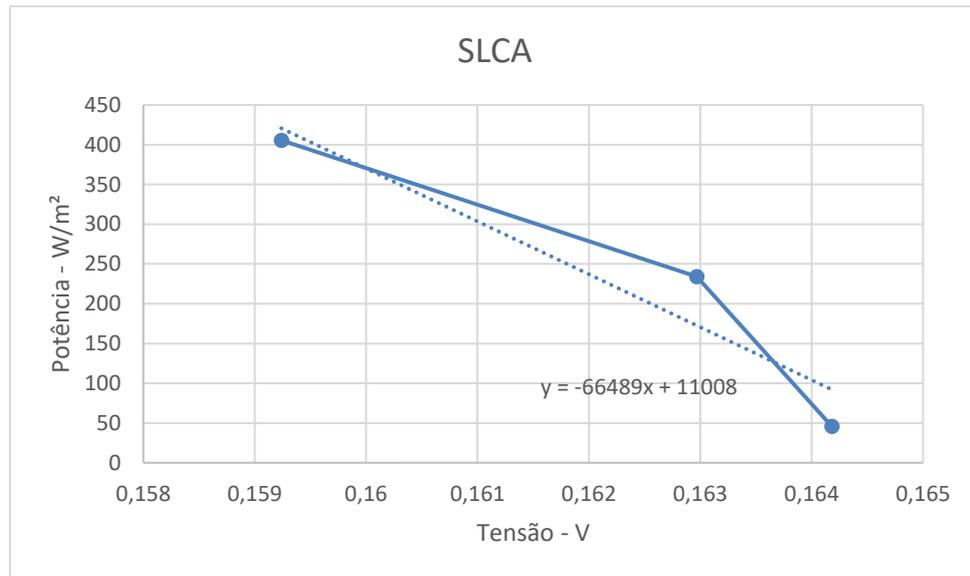
Fonte: O Autor (2020).

Gráfico 6 – Resposta a luz solar circuito sensor SLTL



Fonte: O Autor (2020).

Gráfico 7 – Resposta a luz solar circuito sensor SLCA



Fonte: O Autor (2020).

Além das equações de transferência, pode-se observar que as respostas tanto do mini painel fotovoltaico, quanto do circuito sensor SLTL, obtiveram a maior linearidade e maior semelhança e atestado mais uma vez com esse estudo, a pior resposta obtida pelo sensor SLCA, porém essa resposta inferior podendo ser relacionada a um mal funcionamento dos componentes integrantes do circuito.

Com a obtenção das funções de transferência do circuito, pode-se atestar que as constantes obtidas nos gráficos, sendo o *scope* e o *offset* trata-se de valores demonstrados nos gráficos 6 e 7 acima, para o sensor SLTL o valor de *scope* de 36632 com um *offset* de -483,34 e as constantes da função de transferência do circuito sensor SLCA com *scope* de -66489 e *offset* de 11008. Assim sendo, com esses valores pode-se tirar a equação de transferência média de ambos os circuitos sensores, as quais demonstradas respectivamente, a seguir:

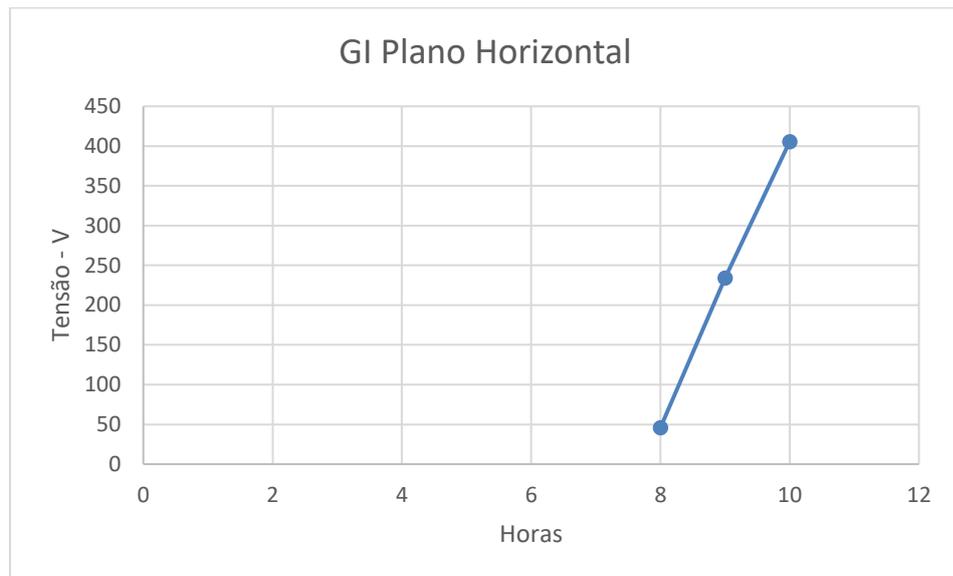
$$Pot = -483,34 + (Valor\ lido\ SLTL * 36632)$$

$$Pot = 11008 + (Valor\ lido\ SLCA * (-66489))$$

Também fruto desse teste se tem os gráficos de incidência de intensidade global solar no plano horizontal, referenciada como GI no gráfico 8. Além das leituras obtidas nesses períodos pelos dois sensores e pela mini placa solar fotovoltaica, nos gráficos 9, 10 e 11 esses gráficos demonstram que todos os dispositivos obtiveram uma resposta sensível ao estímulo

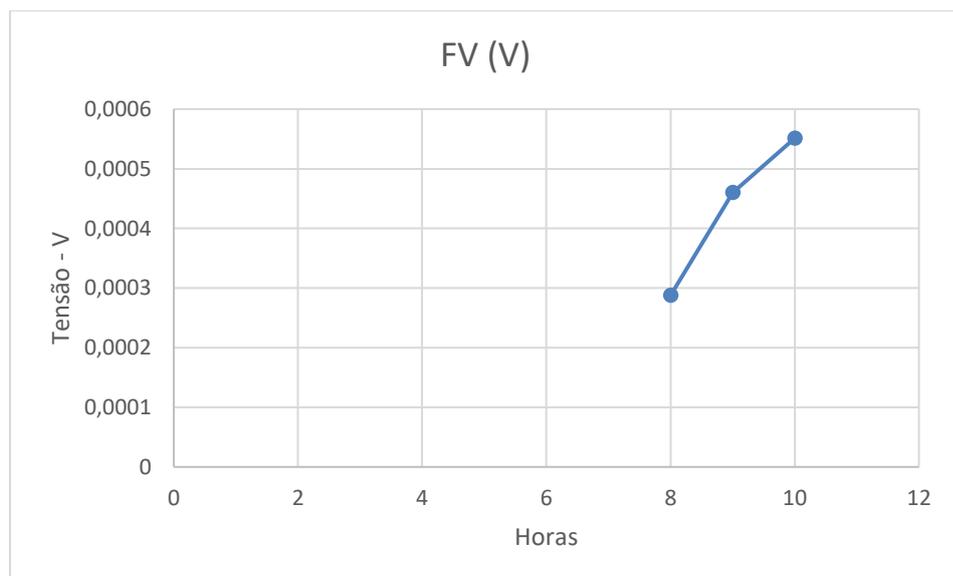
solar, e também com esses gráficos pode-se constatar que a resposta obtida pelo mini painel e pelo circuito sensor SLTL se aproximam bastante de uma resposta linear, como a observada na incidência global no plano horizontal obtida no gráfico 8. Constata-se também, um problema semelhante ao encontrado no último teste com o circuito sensor SLCA, em que se obteve variações diferentes da normalidade em suas coletas.

Gráfico 8 – Incidência de potencial solar global no plano horizontal.



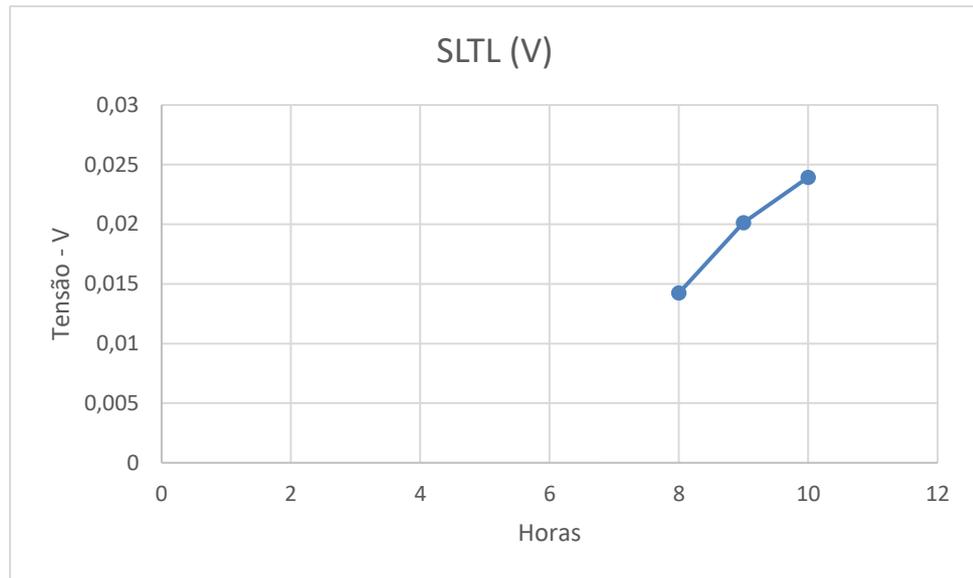
Fonte: O Autor (2020).

Gráfico 9 – Tensão de saída por hora painel fotovoltaico.



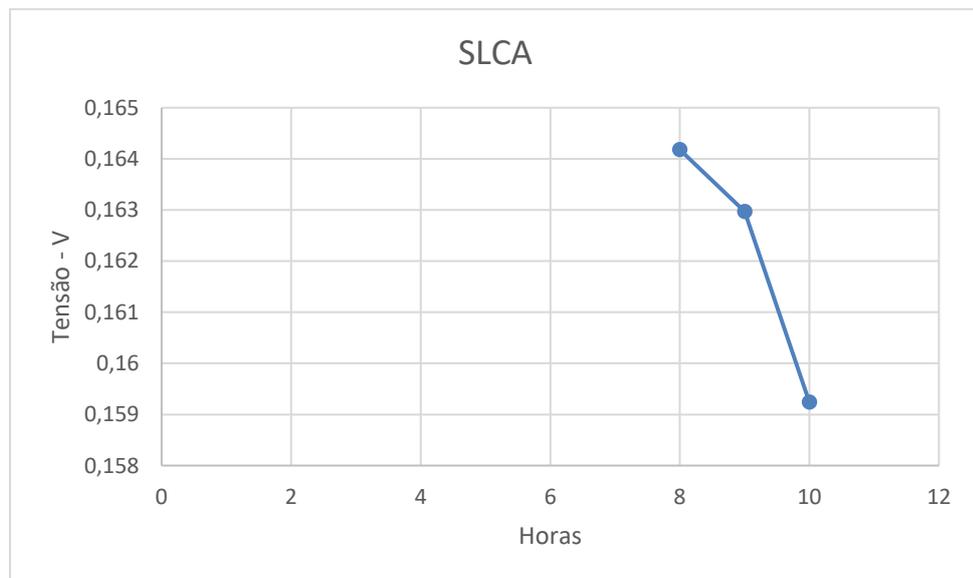
Fonte: O Autor (2020).

Gráfico 10 – Tensão de saída por hora circuito sensor SLTL.



Fonte: O Autor (2020).

Gráfico 11 – Tensão de saída por hora circuito sensor SLCA.



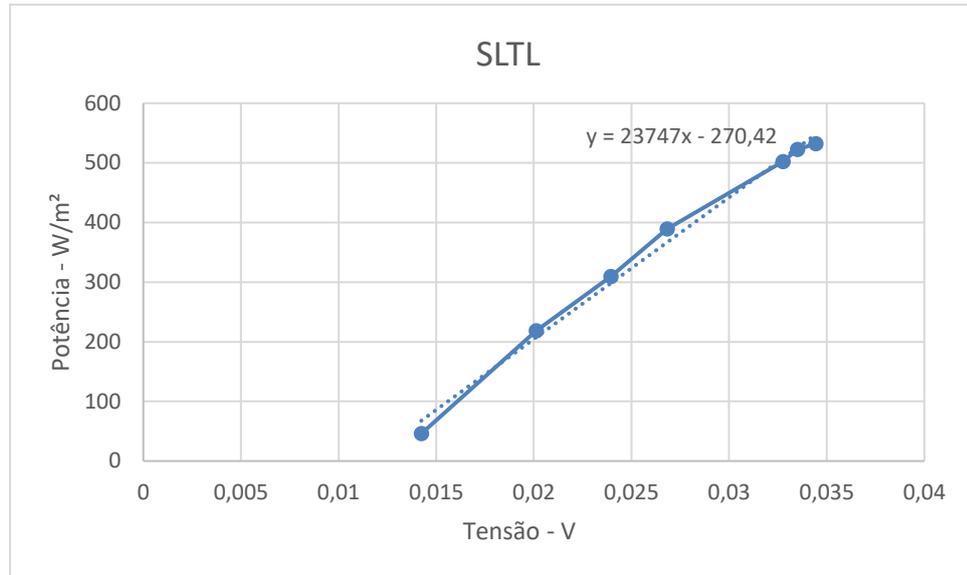
Fonte: O Autor (2020).

Sendo assim, como resultado do teste realizados, obteve a melhor resposta aos estímulos o circuito sensor SLTL.

Para determinar o erro de resposta do sensor SLTL, como se impossibilitou a utilização de um piranômetro de referência, fez-se a conversão dos resultados obtidos no minipainel fotovoltaico para resposta em W/m^2 , utilizando a sua função de transferência.

Como pode ser observado no gráfico 12, a resposta do circuito sensor SLTL em relação as intensidades obtidas com a função de transferência do painel fotovoltaico obtiveram uma progressão próxima da linear.

Gráfico 12 – Resposta de SLTL em relação a potência estimada no painel FV.



Fonte: O Autor (2020).

Assim sendo, com a dada função de transferência explícita no gráfico acima, pode-se chegar à resposta do circuito sensor SLTL em W/m^2 , possibilitando posteriormente o cálculo de seu erro em relação ao painel fotovoltaico, com dados coletados e utilizados das 9h às 14h do mesmo dia, cujo teste foi realizado.

Após os cálculos de erro entre os dispositivos com valores de respostas presentes na tabela abaixo pode-se encontrar o valor de 3,17%, de erro de resposta entre o circuito sensor SLTL e o minipanel fotovoltaico.

FV (W/m^2)	218,5788	309,4879	389,2133	502,2152	522,6508	532,2152
SLTL (W/m^2)	207,4434	298,0969	366,5921	507,5135	525,3016	547,5697
Erro	0,050945	0,036806	0,05812	0,01055	0,005072	0,02885
Média Erro	0,031724	3,172382				

Com um erro de tal magnitude, caso classificado o dado circuito, se enquadraria na classe padrão secundário, aonde os erros de resposta giram em torno dos 3%.

4.3 ANÁLISE DE CUSTOS

Tendo em vista que o circuito sensor SLTL obteve a melhor respostas nos testes realizados anteriormente, tem-se este como base para realização da análise de custos do projeto, pois os componentes utilizados na construção do circuito sensor de intensidade luminosa presente do circuito SLTL traria a melhor resposta para o desenvolvimento do piranômetro final. Piranômetro esse que já possui custos agregados como a carcaça total do equipamento, além do difusor normalmente feito de acrílico leitoso, utilizado para integrar os raios luminosos vindos de diversas direções diretamente para a cabeça do fotodiodo aonde está o seu sensoriamento luminoso além de prolongar a sua vida útil.

Está análise de custo leva em conta, além dos custos com material, a mão de obra utilizada e o tempo que leva para a completa agregação de todas as partes necessária para um perfeito funcionamento do circuito sensor e uma perspectiva de quanto custaria para tornar esse circuito em um piranômetro completo e funcional.

Levando em conta que o circuito sensor que obteve a melhor resposta foi o circuito SLTL, sabe-se que neste circuito foi utilizado o amplificador operacional TL072, além do circuito integrado de alimentação ICL7660 e o sensor de temperatura DS18B20, além do fotodiodo BPW34 e de componentes secundários de menor custo como 5 capacitores, dois de poliéster e 2 eletrolíticos e 4 resistores, todos de precisão genérica.

Para seu completo funcionamento e alocação de todas as peças de um só dispositivo por uma pessoa, estima-se que leve entre 1 a 2 dias de trabalho, levando em conta que a pessoa que o faça, trabalhe entre 6 a 8 horas por dia em um só dispositivo, contando com possíveis imprevistos que podem ocorrer na passagem da imagem do circuito impresso para a placa de fenolite, além de possíveis componentes queimados que após os primeiros testes e a identificação do problema teriam que ser substituídos.

No entanto, para obter ao final, um equipamento comparável a um piranômetro fotovoltaico, estima-se que demandaria por volta de mais 1 dia de trabalho nos mesmos termos, além de materiais como 10 cm de qualquer cano opaco e de uma circunferência de 2,5 cm de raio de acrílico leitoso, para servir como difusor, incluindo assim um estudo específico para obter uma ondulação correta para a concentração dos raios na cabeça do foto diodo.

Assim sendo, pode-se fazer duas análises econômicas distintas, uma levando em conta a construção de cerca de 100 equipamentos em série e outra a cerca de 10 equipamentos desses, além de comparar tais custos com os custos que se levou para a construção do protótipo usado para realização dos testes.

Ao fazer uma procura em sites chineses de compra online, com entrega estimada de 1 a 3 meses após a aquisição dos componentes chegou-se aos números listados abaixo, todos listados em dólar americano, para evitar problemas de variação na cotação em reais dos componentes.

10 peças

Componentes	Custo (US\$)	frete (US\$)	Total (US\$)	total peças (US\$)
TL072	0,7	4	4,7	0,47
ICL7660	0,95	4,42	5,37	0,537
DS18B20	2,93	3,5	6,43	0,643
BPW34	2,76	4,42	7,18	0,718
Capacitores	1,35	4,21	5,56	0,556
Resistores	0,5	4,42	4,92	0,492
Placa Fenolite	2,62	4,85	7,47	0,747
Estanho	3,35	4,29	7,64	0,764
		Total	49,27	4,927

100 peças

Componentes	Custo (US\$)	frete (US\$)	Total (US\$)	total peças (US\$)
TL072	7	4	11	0,11
ICL7660	9,5	4,42	13,92	0,1392
DS18B20	29,3	3,5	32,8	0,328
BPW34	27,6	4,42	32,02	0,3202
Capacitores	1,35	4,21	5,56	0,0556
Resistores	0,5	4,42	4,92	0,0492
Placa fenolite	26,2	4,85	31,05	0,3105
Estanho	11,94	5,28	17,22	0,1722
		Total	148,49	1,4849

Através do estudo econômico realizado acima, chega-se no valor de 4,927 dólares na pior das hipóteses, caso fossem construídos apenas 10 dispositivos, com um investimento total de cerca de 49,27 dólares. Já em uma hipótese uma pouco mais otimista, sendo a construção de 100 dispositivos, o preço cairia para cerca de 1,4849 dólares por peça, tendo um investimento inicial de aproximadamente 148,49 dólares.

Nesse estudo não se leva em conta o pagamento de honorários e deveres trabalhistas se fossem alocadas pessoas contratadas especificamente para a manufatura dos dispositivos, tampouco leva-se em conta os valores agregados, como ferramentas necessárias para a

realização dos trabalhos, bem como energia gasta para a realização das operações necessárias para a fabricação do dispositivo. Também não se leva em conta os materiais necessários para a finalização do piranômetro fotovoltaico, porém esses materiais não precisam ser especificados, podendo ser utilizados diversos tipos de matérias de diferentes preços, desde um cano de PVC para fazer a estrutura, até um tubo de papelão. Inclusive na escolha do difusor, o qual se indica a utilização de acrílico leitoso, por existirem diversos outros materiais de possível utilidade para essa aplicação. Até mesmo globos de lâmpadas incandescentes já sem uso, podem ser usados, transformando o custo dessas partes do equipamento a zero.

Sendo assim leva-se em conta nesse estudo econômico apenas a parte essencial e mensurável para a obtenção de um dispositivo sensor solar, como um piranômetro, tendo sua qualidade de resposta garantida pelos componentes listados acima.

Ao trabalhar com perspectiva de valor de mercado, todos os outros itens listados à cima, além do lucro, devem ser avaliados, mas em uma perspectiva de valor de mercado por ponderação. Poder-se-ia chegar em um valor de cerca de 35 dólares, se o dispositivo fosse manufaturado em baixa quantidade, e um valor de 15 dólares, caso o dispositivo fosse construído em grandes quantidades, acima de 100 peças, valores esses bem interessante levando em conta a gama de aplicações que o dado dispositivo pode trabalhar, tendo alguns dispositivos com aplicações similares chegando a dez vezes esse valor.

Em comparação com o valor obtido no desenvolvimento do dado circuito protótipo para testes, pode-se constatar uma grande diferença, tendo em vista que os componentes foram comprados diretamente no mercado brasileiro e em baixa quantidade. Foram feitos no desenvolvimento do protótipo dois dispositivos, com a utilização de dois amplificadores operacionais, tendo sido realizada a compra de dois amplificadores de cada tipo, para obter componentes estocados para possíveis problema no decorrer da construção, além da compra de cinco fotodiodos e quatro circuitos integrados de alimentação. Também foram adquiridos cerca de 4 sensores de temperatura, porém os outros itens como resistores e capacitores além das placas de fenolite e o estanho foram disponibilizados pelo laboratório de eletrônica da universidade.

Sendo assim, o custo total para o desenvolvimento do dispositivo gira em torno R\$ 120,00 e o custo específico do circuito, o qual teve a melhor resposta aos testes, girando em torno dos R\$ 40,00.

5 CONCLUSÃO

Através do projeto de desenvolvimento de um piranômetro fotovoltaico de baixo custo, pode-se concluir que em termos de aplicação possibilitou através de um circuito sensor de intensidade luminosa obter um sensoriamento linear e mensurável de ondas luminosas de diferentes formas e potências, além de obter respostas a estímulos solares.

Na comparação entre os dois circuitos dimensionados para os testes pode-se constatar uma maior linearidade de resposta ao circuito que possui um amplificador operacional construído com transistores bipolares de junção, tornando-o o mais apto a ser aplicado a uma carcaça e um difusor para assim se tornar um piranômetro fotovoltaico.

Através de uma comparação com uma mini placa fotovoltaico pode-se atestar sua linearidade, além de sua similaridade à resposta da placa, possibilitando assim a aplicação do circuito não tão somente à construção de um piranômetro, mas também podendo ser usado como célula de referência para plantas fotovoltaicas e também podendo auxiliar a estudos de prevenção ou de ação em operação e manutenção da plantas fotovoltaica.

Como se trata de um dispositivo barato e de resposta relativamente confiável, sendo ela comparável com a resposta de uma célula fotovoltaica, sua aplicação se amplia a demais áreas relacionada a estudo do clima e mensuração de intensidade solar, tendo em vista que seu erro de resposta girou em torno dos 3%, o qual o enquadraria em um piranômetro padrão secundário se esse erro tivesse sido obtido na comparação do circuito com um piranômetro de referência.

Com uma análise positiva no estudo de um circuito aplicável ao sensoriamento da intensidade solar incidente na terra, além de manter os custos do projeto bem baixos, que seria o foco do desenvolvimento do dispositivo, atesta-se possível a utilização de componentes que se encontram disponíveis tanto no mercado brasileiro, quanto em mercados estrangeiros, para o sensoriamento da variável desejada, havendo em relação à aquisição do dispositivo feita no exterior, o maior benefício com relação ao valor, o qual podendo ser reduzido de acordo com a quantidade da sua produção.

Em estudos futuros poder-se-ia realizar uma análise mais específica em relação a ação do difusor na aplicação do circuito em piranômetros fotovoltaicos, além de carcaças que podem se comportar de forma melhor as intempéries de um ambiente externo, o qual esses dispositivos têm quer ser capaz de suportar, entre outros pontos mais específicos que abrangem essa área de estudo possibilitando esse projeto se tornar um ponto de partida para estudos mais

específicos relacionados a esse tipo de dispositivo, podendo ter também uma reconstrução do circuito SLCA abrangente a esses estudos, possibilitando novos tentes envolvendo o mesmo, tendo em vista o possível problema físico encontrado nas respostas incongruentes do mesmo.

REFERÊNCIAS

- BENFICA, Alex; MATTEDE, Henrique. **O que é um resistor**. Disponível em: <<https://www.mundodaeletrica.com.br/o-que-e-um-resistor/>>. Acesso em: 04 nov. 2019.
- BOLZAN, Maiquel Bacin. **Desenvolvimento de um piranômetro baseado em componentes semicondutores**. Santa Maria: UFSM – Universidade Federal de Santa Maria, 2014.
- BOYLESTAD, R.; NASHELSKY, L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. Rio de Janeiro: LTC – Livros Técnicos e Científicos S.A, 1999. p. 646.
- FADIGAS, Eliane Aparecida. **Energia Solar Fotovoltaica: Fundamentos, Conversão e Viabilidade Técnico-econômica**. São Paulo: GEPEA – Grupo de Energia Escola Politécnica Unisversidade de São Paulo, 2005. 38 p.
- FREIRE, Luiz Abelardo Dantas. **Desenvolvimento de um piranômetro fotovoltaico**. Recife: UFPE – Universidade Federal de Pernambuco, 2008.
- Hidalgo FG; Martinez RF; Vidal EF. **Design of a low-cost sensor for solar irradiance**. Disponível em: <<http://oceanoptics.com/wpcontent/uploads/Fernando-Guerra-HidalgoSensors-Design.pdf>> Acesso em: 20 nov. 2019.
- LUZ, Caio; TOFOLI, Fernando; VICENTE, Paula; VICENTE, Eduardo. **Análise Comparativa de Medidores de Irradiância**. Minas Gerais: Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de São João del-Rei, 2018.
- PERTENCE JÚNIOR, Antonio. **Eletrônica Analógica: Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos**. Porto Alegre: Bookman, 2003. p. 17 – 36.
- U.S. Departmente of Energy. Solar Energy Research Institute (SERI). **Basic Photovoltaic Principles and Methods**. Colorado: SERI, 1982.

ANEXO A – BPW34

**BPW34**

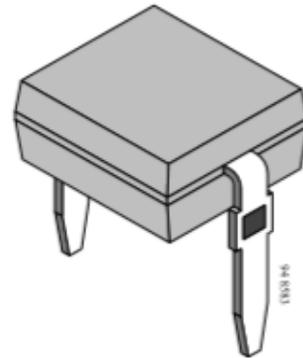
Vishay Telefunken

Silicon PIN Photodiode

Description

The BPW34 is a high speed and high sensitive PIN photodiode in a miniature flat plastic package. Its top view construction makes it ideal as a low cost replacement of TO-5 devices in many applications.

Due to its waterclear epoxy the device is sensitive to visible and infrared radiation. The large active area combined with a flat case gives a high sensitivity at a wide viewing angle.



Features

- Large radiant sensitive area ($A=7.5 \text{ mm}^2$)
- Wide angle of half sensitivity $\phi = \pm 65^\circ$
- High photo sensitivity
- Fast response times
- Small junction capacitance
- Suitable for visible and near infrared radiation

Applications

High speed photo detector

Absolute Maximum Ratings

$T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$

Parameter	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage		V_R	60	V
Power Dissipation	$T_{\text{amb}} \leq 25^\circ\text{C}$	P_V	215	mW
Junction Temperature		T_j	100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range		T_{sto}	-55...+100	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature	$t \leq 3 \text{ s}$	T_{sd}	260	$^\circ\text{C}$
Thermal Resistance Junction/Ambient		R_{thJA}	350	K/W

BPW34

Vishay Telefunken

**Basic Characteristics** $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Breakdown Voltage	$I_R = 100 \mu\text{A}, E = 0$	$V_{(BR)}$	60			V
Reverse Dark Current	$V_R = 10 \text{ V}, E = 0$	I_{RD}		2	30	nA
Diode Capacitance	$V_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}, E = 0$	C_D		70		pF
	$V_R = 3 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}, E = 0$	C_D		25	40	pF
Open Circuit Voltage	$E_e = 1 \text{ mW/cm}^2, \lambda = 950 \text{ nm}$	V_o		350		mV
Temp. Coefficient of V_o	$E_e = 1 \text{ mW/cm}^2, \lambda = 950 \text{ nm}$	TK_{V_o}		-2.6		mV/K
Short Circuit Current	$E_A = 1 \text{ klx}$	I_k		70		μA
	$E_e = 1 \text{ mW/cm}^2, \lambda = 950 \text{ nm}$	I_k		47		μA
Temp. Coefficient of I_k	$E_e = 1 \text{ mW/cm}^2, \lambda = 950 \text{ nm}$	TK_{I_k}		0.1		%/K
Reverse Light Current	$E_A = 1 \text{ klx}, V_R = 5 \text{ V}$	I_{ra}		75		μA
	$E_e = 1 \text{ mW/cm}^2, \lambda = 950 \text{ nm}, V_R = 5 \text{ V}$	I_{ra}	40	50		μA
Angle of Half Sensitivity		ϕ		± 65		deg
Wavelength of Peak Sensitivity		λ_p		900		nm
Range of Spectral Bandwidth		$\lambda_{0.5}$		600...1050		nm
Noise Equivalent Power	$V_R = 10 \text{ V}, \lambda = 950 \text{ nm}$	NEP		4×10^{-14}		W/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Rise Time	$V_R = 10 \text{ V}, R_L = 1 \text{ k}\Omega, \lambda = 820 \text{ nm}$	t_r		100		ns
Fall Time	$V_R = 10 \text{ V}, R_L = 1 \text{ k}\Omega, \lambda = 820 \text{ nm}$	t_f		100		ns

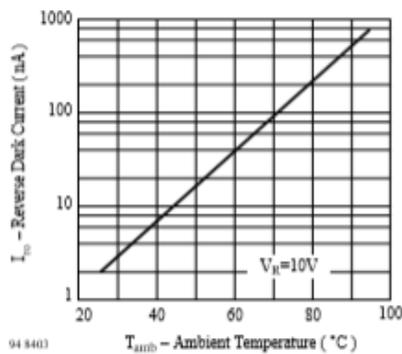
Typical Characteristics ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)

Figure 1. Reverse Dark Current vs. Ambient Temperature

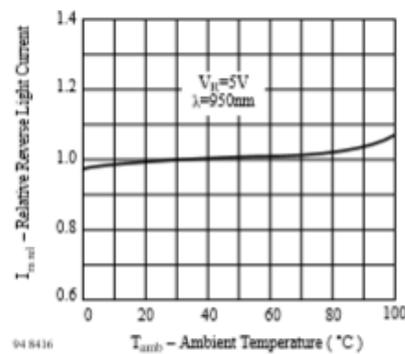


Figure 2. Relative Reverse Light Current vs. Ambient Temperature

ANEXO B – AMPLIFICADORES

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS080C – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1994

**15 DEVICES COVER COMMERCIAL, INDUSTRIAL,
AND MILITARY TEMPERATURE RANGES**

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion
0.003% Typ
- Low Noise
 $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at $f = 1 \text{ kHz}$
- High Input Impedance . . . JFET Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . $13 \text{ V}/\mu\text{s}$ Typ
- Common-Mode Input Voltage Range
Includes V_{CC+}

description

The JFET-input operational amplifiers in the TL07_ series are designed as low-noise versions of the TL08_ series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL07_ series ideally suited for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET inputs (for high input impedance) coupled with bipolar output stages integrated on a single monolithic chip.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGE							
		SMALL OUTLINE (D)†	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (N)	PLASTIC DIP (P)	TSSOP PACKAGE (PW)	FLAT PACKAGE (W)
0°C to 70°C	10 mV	TL071CD	—	—	—	—	TL071CP	TL071CPWLE	—
	6 mV	TL071ACD	—	—	—	—	TL071ACP	—	—
	3 mV	TL071BCD	—	—	—	—	TL071BCP	—	—
	10 mV	TL072CD	—	—	—	—	TL072CP	TL072CPWLE	—
	6 mV	TL072ACD	—	—	—	—	TL072ACP	—	—
	3 mV	TL072BCD	—	—	—	—	TL072BCP	—	—
-40°C to 85°C	10 mV	TL074CD	—	—	—	TL074CN	—	TL074CPWLE	—
	6 mV	TL074ACD	—	—	—	TL074ACN	—	—	—
	3 mV	TL074BCD	—	—	—	TL074BCN	—	—	—
-55°C to 125°C	6 mV	TL071ID	—	—	—	—	TL071IP	—	—
	6 mV	TL072ID	—	—	—	—	TL072P	—	—
	9 mV	TL074ID	—	—	—	TL074IN	—	—	—
-55°C to 125°C	6 mV	—	TL071MFK	—	TL071MJG	—	—	—	—
	6 mV	—	TL072MFK	—	TL072MJG	—	—	—	—
	9 mV	—	TL074MFK	TL074MJ	—	—	—	—	TL074MW

† The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., TL071CDR). The PW package is only available left-ended taped and reeled (e.g., TL072CPWLE).

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

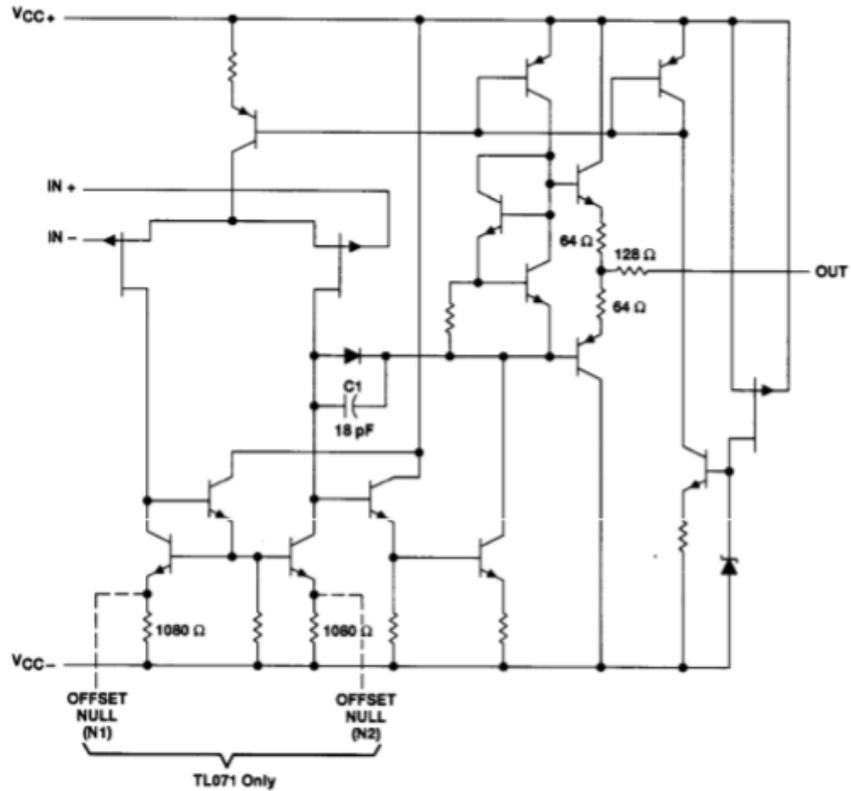

**TEXAS
INSTRUMENTS**
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1994, Texas Instruments Incorporated

2-335

TL071, TL071A, TL071B, TL072
 TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS060C - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1994

schematic (each amplifier)



All component values shown are nominal.

COMPONENT COUNT†			
COMPONENT TYPE	TL071	TL072	TL074
Resistors	11	22	44
Transistors	14	28	56
JFET	2	4	6
Diodes	1	2	4
Capacitors	1	2	4
epi-FET	1	2	4

† Includes bias and trim circuitry



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

2-337

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS060C - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1994

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL07xM			ALL OTHERS			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR	Slew rate at unity gain $V_I = 10\text{ V}$, $C_L = 100\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, See Figure 1	5	13		8	13		$\text{V}/\mu\text{s}$
t_r	Rise time overshoot factor $V_I = 20\text{ mV}$, $C_L = 100\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, See Figure 1		0.1			0.1		μs
V_n	Equivalent input noise voltage $R_S = 20\ \Omega$		18			18		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 1\text{ kHz}$							
	$f = 10\text{ Hz to }10\text{ kHz}$		4			4		μV
I_n	Equivalent input noise current $R_S = 20\ \Omega$, $f = 1\text{ kHz}$		0.01			0.01		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
THD	Total harmonic distortion $V_{O(\text{RMS})} = 10\text{ V}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $R_S \leq 1\text{ k}\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$		0.003%			0.003%		

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

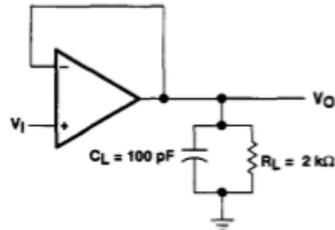


Figure 1. Unity-Gain Amplifier

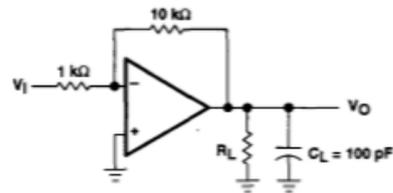


Figure 2. Gain-of-10 Inverting Amplifier

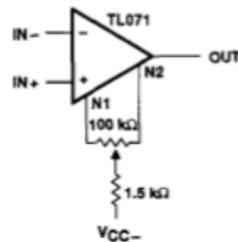


Figure 3. Input Offset Voltage Null Circuit

 TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 665013 • DALLAS, TEXAS 75265

2-341

Dual, 4.5MHz, BiMOS Operational Amplifier with MOSFET Input/Bipolar Output

The CA3240A and CA3240 are dual versions of the popular CA3140 series integrated circuit operational amplifiers. They combine the advantages of MOS and bipolar transistors on the same monolithic chip. The gate-protected MOSFET (PMOS) input transistors provide high input impedance and a wide common-mode input voltage range (typically to 0.5V below the negative supply rail). The bipolar output transistors allow a wide output voltage swing and provide a high output current capability.

The CA3240A and CA3240 are compatible with the industry standard 1458 operational amplifiers in similar packages.

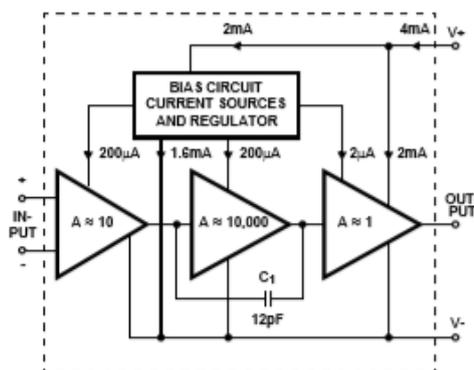
Ordering Information

PART NUMBER	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. DWG. #
CA3240AE	-40 to 85	8 Ld PDIP	E8.3
CA3240AEZ (See Note)	-40 to 85	8 Ld PDIP (Pb-free)	E8.3
CA3240E	-40 to 85	8 Ld PDIP	E8.3
CA3240EZ (See Note)	-40 to 85	8 Ld PDIP (Pb-free)	E8.3

Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.

NOTE: Intersil Pb-free products employ special Pb-free material sets: molding compounds/die attach materials and 100% matte tin plate termination finish, which are RoHS compliant and compatible with both SnPb and Pb-free soldering operations. Intersil Pb-free products are MSL classified at Pb-free peak reflow temperatures that meet or exceed the Pb-free requirements of IPC/JEDEC J STD-020.

Functional Diagram



Features

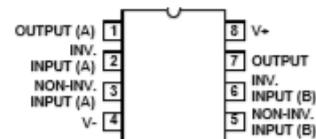
- Dual Version of CA3140
- Internally Compensated
- MOSFET Input Stage
 - Very High Input Impedance (Z_{IN}) 1.5TΩ (Typ)
 - Very Low Input Current (I_I) 10pA (Typ) at $\pm 15V$
 - Wide Common-Mode Input Voltage Range (V_{ICR}): Can Be Swung 0.5V Below Negative Supply Voltage Rail
- Directly Replaces Industry Type 741 in Most Applications
- Pb-Free Available (RoHS Compliant)

Applications

- Ground Referenced Single Amplifiers in Automobile and Portable Instrumentation
- Sample and Hold Amplifiers
- Long Duration Timers/Multivibrators (Microseconds-Minutes-Hours)
- Photocurrent Instrumentation
- Intrusion Alarm System
- Comparators
- Instrumentation Amplifiers
- Active Filters
- Function Generators
- Power Supplies

Pinout

CA3240, CA3240A (PDIP)
TOP VIEW



CA3240, CA3240A

Test Circuits and Waveforms (Continued)

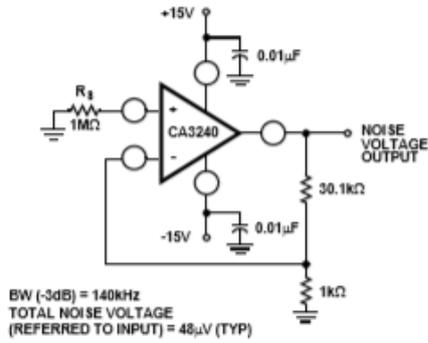
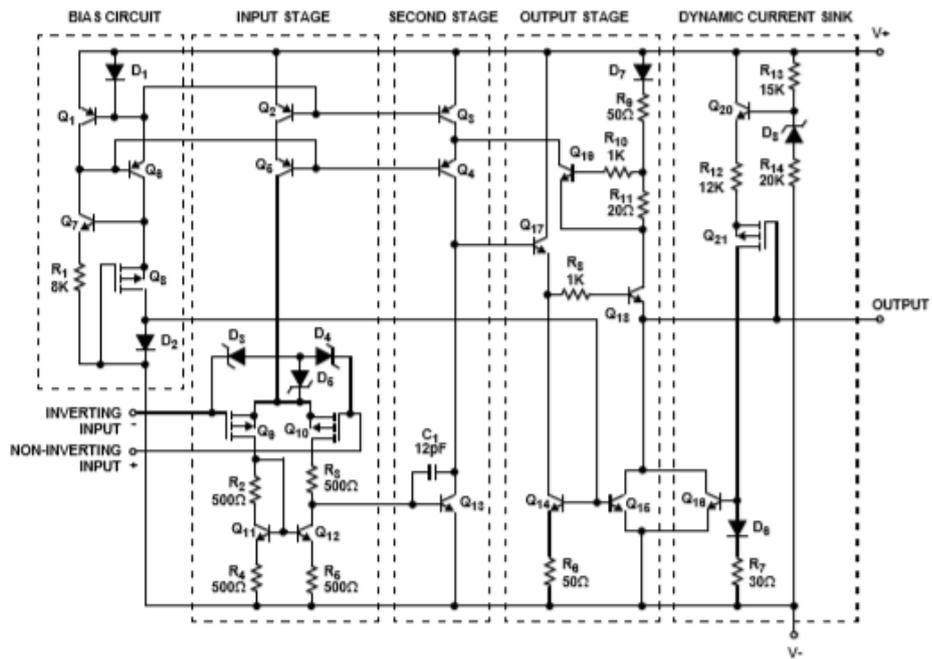


FIGURE 2. TEST CIRCUIT AMPLIFIER (30dB GAIN) USED FOR WIDEBAND NOISE MEASUREMENT

Schematic Diagram (One Amplifier of Two)



NOTES:
 9. All resistance values are in ohms.

CA3240, CA3240A

Application Information

Circuit Description

The schematic diagram details one amplifier section of the CA3240. It consists of a differential amplifier stage using PMOS transistors (Q_9 and Q_{10}) with gate-to-source protection against static discharge damage provided by zener diodes D_3 , D_4 , and D_5 . Constant current bias is applied to the differential amplifier from transistors Q_2 and Q_5 connected as a constant current source. This assures a high common-mode rejection ratio. The output of the differential amplifier is coupled to the base of gain stage transistor Q_{13} by means of an NPN current mirror that supplies the required differential-to-single-ended conversion.

The gain stage transistor Q_{13} has a high impedance active load (Q_3 and Q_4) to provide maximum open-loop gain. The collector of Q_{13} directly drives the base of the compound emitter-follower output stage. Pulldown for the output stage is provided by two independent circuits: (1) constant-current-connected transistors Q_{14} and Q_{15} and (2) dynamic current-sink transistor Q_{18} and its associated circuitry. The level of pulldown current is constant at about 1mA for Q_{15} and varies from 0 to 18mA for Q_{18} depending on the magnitude of the voltage between the output terminal and $V+$. The dynamic current sink becomes active whenever the output terminal is more negative than $V+$ by about 15V. When this condition exists, transistors Q_{21} and Q_{18} are turned on causing Q_{18} to sink current from the output terminal to $V-$. This current always flows when the output is in the linear region, either from the load resistor or from the emitter of Q_{18} if no load resistor is present. The purpose of this dynamic sink is to permit the output to go within 0.2V ($V_{CE(sat)}$) of $V-$ with a 2k Ω load to ground. When the load is returned to $V+$, it may be necessary to supplement the 1mA of current from Q_{15} in order to turn on the dynamic current sink (Q_{18}). This may be accomplished by placing a resistor (Approx. 2k Ω) between the output and $V-$.

Output Circuit Considerations

Figure 23 shows output current-sinking capabilities of the CA3240 at various supply voltages. Output voltage swing to the negative supply rail permits this device to operate both power transistors and thyristors directly without the need for level-shifting circuitry usually associated with the 741 series of operational amplifiers.

Figure 3 shows some typical configurations. Note that a series resistor, R_L , is used in both cases to limit the drive available to the driven device. Moreover, it is recommended that a series diode and shunt diode be used at the thyristor input to prevent large negative transient surges that can appear at the gate of thyristors, from damaging the integrated circuit.

Input Circuit Considerations

As indicated by the typical VICR, this device will accept inputs as low as 0.5V below $V-$. However, a series current-limiting resistor is recommended to limit the maximum input terminal current to less than 1mA to prevent damage to the input protection circuitry.

Moreover, some current-limiting resistance should be provided between the inverting input and the output when the CA3240 is used as a unity-gain voltage follower. This resistance prevents the possibility of extremely large input-signal transients from forcing a signal through the input-protection network and directly driving the internal constant-current source which could result in positive feedback via the output terminal. A 3.9k Ω resistor is sufficient.

The typical input current is on the order of 10pA when the inputs are centered at nominal device dissipation. As the output supplies load current, device dissipation will increase, raising the chip temperature and resulting in increased input current. Figure 4 shows typical input-terminal current versus ambient temperature for the CA3240.

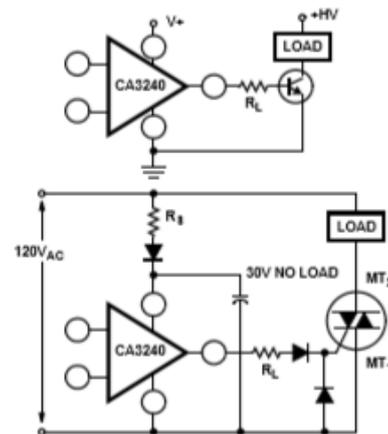


FIGURE 3. METHODS OF UTILIZING THE $V_{CE(sat)}$ SINKING CURRENT CAPABILITY OF THE CA3240 SERIES

CA3240, CA3240A

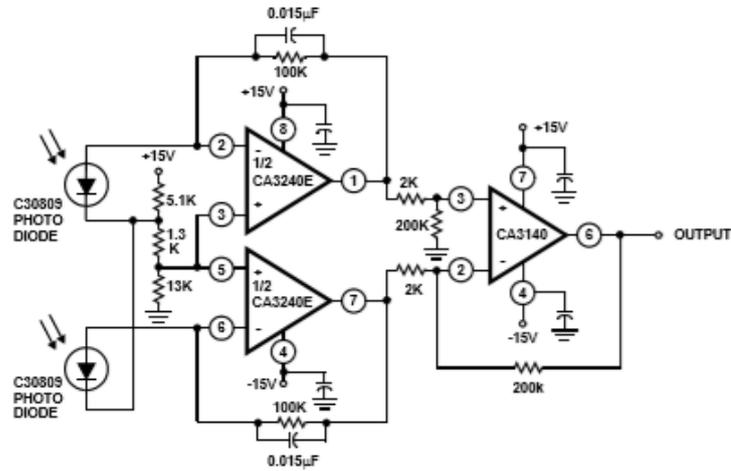


FIGURE 11. DIFFERENTIAL LIGHT DETECTOR

Differential Light Detector

In the circuit shown in Figure 11, the CA3240E converts the current from two photo diodes to voltage, and applies 1V of reverse bias to the diodes. The voltages from the CA3240E outputs are subtracted in the second stage (CA3140) so that only the difference is amplified. In this manner, the circuit can be used over a wide range of ambient light conditions without circuit component adjustment. Also, when used with a light source, the circuit will not be sensitive to changes in light level as the source ages.

ANEXO C – SENSOR DE TEMPERATURA



www.maxim-ic.com

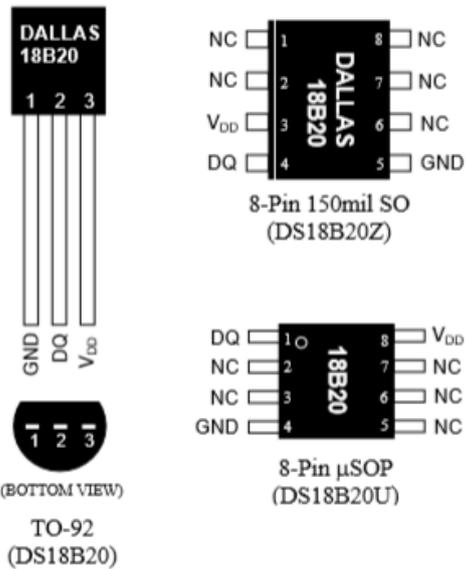
DS18B20

Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer

FEATURES

- Unique 1-Wire[®] interface requires only one port pin for communication
- Each device has a unique 64-bit serial code stored in an onboard ROM
- Multidrop capability simplifies distributed temperature sensing applications
- Requires no external components
- Can be powered from data line. Power supply range is 3.0V to 5.5V
- Measures temperatures from -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ (-67°F to $+257^{\circ}\text{F}$)
- $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ accuracy from -10°C to $+85^{\circ}\text{C}$
- Thermometer resolution is user-selectable from 9 to 12 bits
- Converts temperature to 12-bit digital word in 750ms (max.)
- User-definable nonvolatile (NV) alarm settings
- Alarm search command identifies and addresses devices whose temperature is outside of programmed limits (temperature alarm condition)
- Available in 8-pin SO (150mil), 8-pin μSOP , and 3-pin TO-92 packages
- Software compatible with the DS1822
- Applications include thermostatic controls, industrial systems, consumer products, thermometers, or any thermally sensitive system

PIN ASSIGNMENT



PIN DESCRIPTION

GND - Ground
 DQ - Data In/Out
 V_{DD} - Power Supply Voltage
 NC - No Connect

DESCRIPTION

The DS18B20 Digital Thermometer provides 9 to 12-bit centigrade temperature measurements and has an alarm function with nonvolatile user-programmable upper and lower trigger points. The DS18B20 communicates over a 1-Wire bus that by definition requires only one data line (and ground) for communication with a central microprocessor. It has an operating temperature range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ and is accurate to $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ over the range of -10°C to $+85^{\circ}\text{C}$. In addition, the DS18B20 can derive power directly from the data line ("parasite power"), eliminating the need for an external power supply.

Each DS18B20 has a unique 64-bit serial code, which allows multiple DS18B20s to function on the same 1-wire bus; thus, it is simple to use one microprocessor to control many DS18B20s distributed over a large area. Applications that can benefit from this feature include HVAC environmental controls, temperature monitoring systems inside buildings, equipment or machinery, and process monitoring and control systems.

1-Wire is a registered trademark of Dallas Semiconductor.

DS18B20

ORDER INFORMATION

ORDERING NUMBER	PACKAGE MARKING	DESCRIPTION
DS18B20	18B20	DS18B20 in 3-pin TO92
DS18B20/T&R	18B20	DS18B20 in 3-pin TO92, 2000 Piece Tape-and-Reel
DS18B20+	18B20 (See Note)	DS18B20 in Lead-Free 3-pin TO92
DS18B20+T&R	18B20 (See Note)	DS18B20 in Lead-Free 3-pin TO92, 2000 Piece Tape-and-Reel
DS18B20U	18B20	DS18B20 in 8-pin uSOP
DS18B20U/T&R	18B20	DS18B20 in 8-pin uSOP, 3000 Piece Tape-and-Reel
DS18B20U+	18B20 (See Note)	DS18B20 in Lead-Free 8-pin uSOP
DS18B20U+T&R	18B20 (See Note)	DS18B20 in Lead-Free 8-pin uSOP, 3000 Piece Tape-and-Reel
DS18B20Z	DS18B20	DS18B20 in 150 mil 8-pin SO
DS18B20Z/T&R	DS18B20	DS18B20 in 150 mil 8-pin SO, 2500 Piece Tape-and-Reel
DS18B20Z+	DS18B20 (See Note)	DS18B20 in Lead-Free 150 mil 8-pin SO
DS18B20Z+T&R	DS18B20 (See Note)	DS18B20 in Lead-Free 150 mil 8-pin SO, 2500 Piece Tape-and-Reel

Note: A "+" symbol will also be marked on the package.

DETAILED PIN DESCRIPTIONS Table 1

SO*	μ SOP*	TO-92	SYMBOL	DESCRIPTION
5	4	1	GND	Ground.
4	1	2	DQ	Data Input/Output pin. Open-drain 1-Wire interface pin. Also provides power to the device when used in parasite power mode (see "Parasite Power" section.)
3	8	3	V _{DD}	Optional V_{DD} pin. V _{DD} must be grounded for operation in parasite power mode.

*All pins not specified in this table are "No Connect" pins.

OVERVIEW

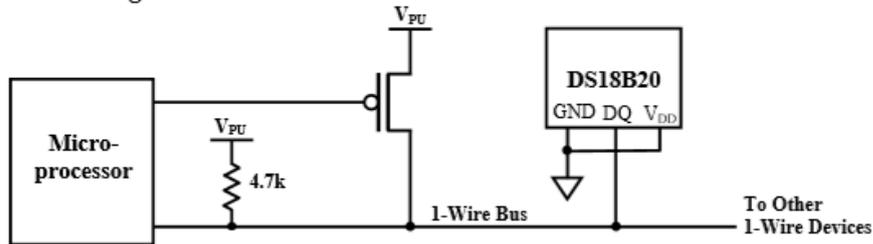
Figure 1 shows a block diagram of the DS18B20, and pin descriptions are given in Table 1. The 64-bit ROM stores the device's unique serial code. The scratchpad memory contains the 2-byte temperature register that stores the digital output from the temperature sensor. In addition, the scratchpad provides access to the 1-byte upper and lower alarm trigger registers (T_H and T_L), and the 1-byte configuration register. The configuration register allows the user to set the resolution of the temperature-to-digital conversion to 9, 10, 11, or 12 bits. The T_H, T_L and configuration registers are nonvolatile (EEPROM), so they will retain data when the device is powered down.

The DS18B20 uses Dallas' exclusive 1-Wire bus protocol that implements bus communication using one control signal. The control line requires a weak pullup resistor since all devices are linked to the bus via a 3-state or open-drain port (the DQ pin in the case of the DS18B20). In this bus system, the microprocessor (the master device) identifies and addresses devices on the bus using each device's unique 64-bit code. Because each device has a unique code, the number of devices that can be addressed on one bus is virtually unlimited. The 1-Wire bus protocol, including detailed explanations of the commands and "time slots," is covered in the *1-WIRE BUS SYSTEM* section of this datasheet.

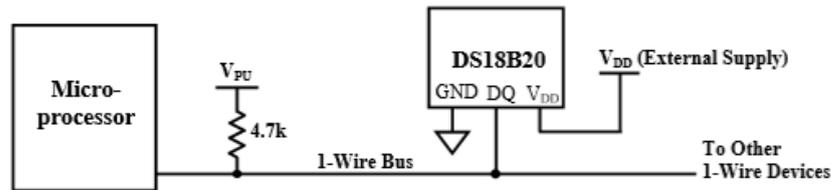
The use of parasite power is not recommended for temperatures above +100°C since the DS18B20 may not be able to sustain communications due to the higher leakage currents that can exist at these temperatures. For applications in which such temperatures are likely, it is strongly recommended that the DS18B20 be powered by an external power supply.

In some situations the bus master may not know whether the DS18B20s on the bus are parasite powered or powered by external supplies. The master needs this information to determine if the strong bus pullup should be used during temperature conversions. To get this information, the master can issue a Skip ROM [CCh] command followed by a Read Power Supply [B4h] command followed by a “read time slot”. During the read time slot, parasite powered DS18B20s will pull the bus low, and externally powered DS18B20s will let the bus remain high. If the bus is pulled low, the master knows that it must supply the strong pullup on the 1-Wire bus during temperature conversions.

SUPPLYING THE PARASITE-POWERED DS18B20 DURING TEMPERATURE CONVERSIONS Figure 4



POWERING THE DS18B20 WITH AN EXTERNAL SUPPLY Figure 5



64-BIT LASERED ROM CODE

Each DS18B20 contains a unique 64-bit code (see Figure 6) stored in ROM. The least significant 8 bits of the ROM code contain the DS18B20’s 1-Wire family code: 28h. The next 48 bits contain a unique serial number. The most significant 8 bits contain a cyclic redundancy check (CRC) byte that is calculated from the first 56 bits of the ROM code. A detailed explanation of the CRC bits is provided in the *CRC GENERATION* section. The 64-bit ROM code and associated ROM function control logic allow the DS18B20 to operate as a 1-Wire device using the protocol detailed in the *1-WIRE BUS SYSTEM* section of this datasheet.

64-BIT LASERED ROM CODE Figure 6

8-BIT CRC		48-BIT SERIAL NUMBER				8-BIT FAMILY CODE (28h)	
MSB	LSB	MSB	LSB	MSB	LSB	MSB	LSB