

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**JONAS ENDRES PANDOLFO**

**DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO PARA  
MEDIÇÃO DE *NORMALIZED DIFFERENCE VEGETATION  
INDEX***

Porto Alegre  
2017

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO PARA  
MEDIÇÃO DE *NORMALIZED DIFFERENCE VEGETATION  
INDEX***

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Alexandre Balbinot

Porto Alegre

2017

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

JONAS ENDRES PANDOLFO

**DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO PARA  
MEDIÇÃO DE *NORMALIZED DIFFERENCE VEGETATION*  
INDEX**

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Alexandre Balbinot, UFRGS

Doutor pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Hamilton Duarte Klimach

Doutor pela UFSC - Florianópolis, Brasil.

Eng. Maurício Hüsken

Mestrando PPGEE, UFRGS – Porto Alegre, Brasil.

Eng. André Pigatto

Mestrando PPGEE, UFRGS – Porto Alegre, Brasil.

Porto Alegre, janeiro de 2018.

## **DEDICATÓRIA**

Dedico esse trabalho a todas as pessoas que me apoiaram durante essa trajetória, em especial a minha família e a minha namorada, que sempre esteve ao meu lado.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente ao Professor Dr. Alexandre Balbinot, por todo auxílio fornecido no decorrer deste período, estando sempre interessado pela evolução do trabalho.

Agradeço ao professor Dr. Christian Bredemeier pelo suporte fornecido com relação à parte agrícola do trabalho.

Agradeço ao Professor Dr. Marcelo Pereira, por me abrir as portas do Departamento de Física da UFRGS.

Agradeço ao colega Cristian Lopes pela ajuda fornecida na obtenção dos componentes eletrônicos utilizados neste projeto, e também pela parceria construída durante estes cinco anos e meio de engenharia.

Agradeço aos meus colegas de trabalho do Instituto SENAI de Inovação em Metalmecânica, pelo conhecimento me proporcionado e pelo apoio provido.

Por fim, agradeço de maneira geral a todos que me apoiaram e facilitar este longo processo.

## RESUMO

Este trabalho consiste no desenvolvimento de um dispositivo que seja capaz de realizar a medição do índice NDVI, caracterizado pela diferença normalizada da reflectância dos comprimentos de onda infravermelho (880 nm) e vermelho (648 nm). Este índice tem emprego na agricultura de precisão, pois é possível relacioná-lo diretamente ao estado nutricional das culturas agronômicas. Portanto, foi construído um protótipo capaz de produzir os comprimentos de onda que caracterizam o referido índice, bem como, é capaz de detectar os sinais refletidos. Um circuito de condicionamento foi elaborado com o intuito de adequar as informações adquiridas aos limites de excursão de sinal do conversor analógico-digital, presente no microcontrolador utilizado. O processo de calibração do protótipo foi desenvolvido de modo a relacionar os valores de tensão elétrica, obtidos pelo equipamento, aos níveis de reflectância de corpos de prova utilizados neste ensaio. Assim sendo, foram desenvolvidas, através do microcontrolador, funções de escrita em um *display* LCD, para visualização dos resultados. Após o processo de calibração, foram realizados ensaios com o intuito de avaliar a incerteza de medida do equipamento, resultando em uma incerteza padrão de medição máxima de  $\pm 0,02$ , correspondente a apenas 2% do fundo de escala do equipamento. A influência da altura no erro de linearidade também foi analisada, obtendo-se valores na faixa de 1% a 11%, para diferentes padrões de altura.

**Palavras-chaves: Instrumentação, NDVI, Resposta Espectral, Agricultura de Precisão, Condicionamento de Sinais Ópticos.**

## **ABSTRACT**

This study consists in the development of a device capable of detecting the presence of plants by measuring the NDVI index, characterized by the normalized difference of infrared (880 nm) and red (648 nm) wavelength reflectance. This index has employment in precision agriculture, since it is possible to relate it directly to the nutritional status of agronomic crops. Therefore, a prototype was constructed capable of producing the wavelengths that characterize said index as well as capable of detecting the reflected signals. A conditioning circuit was developed with the purpose of adjusting the acquired information to the signal excursion limits of the analog-digital converter, present in the microcontroller used. The calibration process of the prototype was developed in order to relate the electrical voltage values obtained by the equipment to the levels of reflectance of test pieces used in this test. Thus, the functions of writing on an LCD display were developed through the microcontroller to visualize the results. After the calibration process, tests were carried out to evaluate the measurement uncertainty of the equipment, resulting in a measurement uncertainty of  $\pm 0.02$ , corresponding to only 2% of the scaling background of the equipment. The influence of height on the linearity error was also analyzed, obtaining values in the range of 1% to 11%, for different height patterns.

**Keywords: Instrumentation, NDVI, Spectral Response, Precision Agriculture, Optical Signals Conditioners.**

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	14
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	16
2.1	NDVI – <i>Normalized Difference Vegetation Index</i> .....	16
2.1.1	Introdução ao Comportamento Espectral da Vegetação e do Solo .....	17
2.1.2	Típicos Instrumentos e Técnicas Utilizadas na Medição de NDVI.....	19
2.1.3	Emprego do NDVI na Agricultura de Precisão .....	21
2.2	Sensoriamento Óptico com Fotodiodo .....	23
2.3	Sistemas Típicos para Condicionamento de Sinais de Fotodiodos .....	25
2.4	Conceitos Aplicados a Sistemas Instrumentados .....	30
3	METODOLOGIA EXPERIMENTAL.....	33
3.1	Projeto do Circuito de Emissão dos Sinais.....	34
3.2	Projeto do Circuito de Condicionamento dos Sinais.....	39
3.2.1	Tensão Elétrica de Alimentação e de Referência .....	39
3.2.2	Circuito Amplificador de Carga com Limitação da Banda de Frequência.....	43
3.2.3	Circuito Somador com Limitação da Banda de Frequência .....	46
3.2.4	Circuitos de Ganho com Limitação da Banda de Frequência .....	48
3.2.5	Circuito Detector de Pico com Estágio de Ajuste do Nível DC.....	51
3.3	Cadeia de Medidas Proposta.....	54
3.4	<i>Firmware</i> Utilizado no Microcontrolador .....	56
3.4.1	Apresentação do <i>Firmware</i> Desenvolvido .....	56
3.4.2	Testes Realizados no <i>Software</i> PROTEUS .....	59
3.5	Procedimento Experimental para Calibração do Sistema.....	61
3.5.1	Caracterização Espectral das Amostras .....	62
3.5.2	Procedimentos de Calibração do Sistema.....	64
3.6	Análise da Incerteza de Medida.....	68
3.7	Influência da Altura no Erro de Linearidade .....	70
3.8	Comparação com o Equipamento Comercial Greenseeker .....	71
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	73



4.1	Projeto do Circuito de Condicionamento de Sinal .....	73
4.1.1	Circuito Amplificador de Carga com Limitação de Banda de Frequência.....	73
4.1.2	Circuito Somador com Limitação de Banda de Frequência .....	74
4.1.3	Circuitos de Ganho com Limitação da Banda de Frequência .....	75
4.1.4	Circuito Detector de Pico com Estágio de Ajuste do Nível DC.....	76
4.1.5	Confecção Final da Placa de Circuito Impresso.....	77
4.2	Procedimento Experimental para Calibração do Sistema.....	79
4.2.1	Caracterização Espectral das Amostras .....	79
4.2.2	Calibração do Sistema .....	80
4.3	Análise da Incerteza de Medida.....	83
4.4	Influência da Altura no Erro de Linearidade .....	84
4.5	Comparação com o Equipamento Greenseeker.....	87
5	CONCLUSÕES .....	89
6	PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS .....	91
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	92

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Comportamento espectral de plantas verdes.....	17
Figura 2 - Comportamento espectral do solo.....	19
Figura 3 - Relação entre NDVI quantidade de Nitrogênio e o estágio de crescimento do trigo. .....	22
Figura 4 - Relação entre NDVI e área foliar. ....	23
Figura 5 - Curvas características de um fotodiodo.....	24
Figura 6 - Modelo elétrico de um fotodiodo.....	25
Figura 7 – Esquema de um amplificador de carga. ....	26
Figura 8 – Esquema de circuito somador inversor de tensão. ....	27
Figura 9 – Esquema de uma simples fonte de corrente controlada por tensão.....	29
Figura 10- Diagrama de blocos do sistema de instrumentação proposto. ....	33
Figura 11 - Corrente relativa gerada pelo fotodiodo em função do comprimento de onda.....	35
Figura 12 – Esquema das fontes de corrente utilizadas no circuito de emissão.....	37
Figura 13 – Esquema do circuito de alimentação.....	40
Figura 14 – Esquema do circuito da tensão de referência. ....	41
Figura 15 – Esquema do amplificador de carga utilizado no condicionamento dos fotodiodos. .....	43
Figura 16 – Esquema do circuito somador dos sinais dos amplificadores de carga.....	46
Figura 17 – Esquema do primeiro e do segundo circuito de ganho com limitação de banda. .	49
Figura 18 - Esquema do circuito detector de pico. ....	51
Figura 19 - Cadeia de medidas proposta. ....	56
Figura 20 - Fluxograma geral do <i>firmware</i> desenvolvido. ....	57
Figura 21 - <i>Layout</i> de testes do <i>firmware</i> no PROTEUS 8 PROFESSIONAL (v.8.0). ....	60
Figura 22 - Simulação das tensões de controle das fontes de corrente.....	61
Figura 23 – Fotos dos corpos de prova utilizados neste procedimento de calibração.....	63
Figura 24 – Foto do espectrofotômetro VARIAN CARY 5000.....	64
Figura 25 – Foto do suporte utilizado no experimento de calibração. ....	66

Figura 26 – Fotos apresentando algumas das etapas experimentais realizadas durante o procedimento de medidas da análise de incerteza padrão das medidas de NDVI.....	69
Figura 27 – Todo ilustrando o procedimento experimental para a realização das medições de NDVI com diferentes condições de altura.....	70
Figura 28 – Foto ilustrando as diferentes condições das medidas comparativas entre o protótipo e o equipamento comercial. ....	72
Figura 29 – Resposta em frequência simulada do circuito amplificador de carga. ....	73
Figura 30 - Resposta em frequência simulada do circuito somador.....	74
Figura 31 - Resposta em frequência simulada do primeiro circuito de ganho. ....	75
Figura 32 - Resposta em frequência simulada do segundo circuito de ganho.....	76
Figura 33 - Resposta em frequência simulada do segundo circuito de ganho.....	77
Figura 34 – <i>Layout</i> da placa de circuito impresso desenvolvida. ....	78
Figura 35 – Foto da placa de circuito impresso produzida e montada. ....	78
Figura 36 - Respostas espectrais das amostras utilizadas no procedimento de calibração.....	79
Figura 37 - Relação entre os valores de reflectâncias das amostras e os sinais medidos, correspondentes ao comprimento de onda vermelho. ....	81
Figura 38 - Relação entre os valores de reflectâncias das amostras e os sinais medidos, correspondentes ao comprimento de onda infravermelho. ....	82
Figura 39 – Relação entre o NDVI obtido pelo protótipo proposto em distâncias padrões e o NDVI padrão. ....	86
Figura 40 - Relação entre os valores de NDVI obtidos com o protótipo e com o equipamento comercial. ....	88

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Principais características dos emissores adotados neste trabalho. ....	35
Tabela 2 - Principais características do amplificador operacional MAX4167.....	36
Tabela 3 – Valores relacionados aos resistores das fontes de corrente. ....	38
Tabela 4 - Principais características do regulador de tensão MAX603.....	40
Tabela 5 - Principais características do circuito integrado TL082. ....	41
Tabela 6 - Valores relacionados aos componentes passivos da referência de tensão.....	42
Tabela 7 - Valores relacionados aos componentes passivos dos amplificadores de carga.....	45
Tabela 8 - Valores relacionados aos componentes passivos do circuito somador. ....	47
Tabela 9 - Valores relacionados aos componentes passivos dos circuitos de ganho com limitação de banda. ....	50
Tabela 10 - Valores relacionados aos componentes passivos do circuito detector de pico.....	53
Tabela 11 - Valores de sensibilidade, resolução de entrada e resolução de saída, referentes a cada bloco do circuito de condicionamento. ....	55
Tabela 12 - Medidas obtidas no procedimento de calibração das reflectâncias relativas ao comprimento de onda vermelho. ....	80
Tabela 13 - Medidas obtidas no procedimento de calibração das reflectâncias relativas ao comprimento de onda infravermelho.....	82
Tabela 14 - Valores de NDVI obtidos no procedimento de análise da incerteza de medição..	83
Tabela 15 - Valores relacionados ao cálculo da incerteza padrão de medição.....	84
Tabela 16 - Valores relacionados à análise da influência da altura no erro de linearidade. ....	85
Tabela 17 - Apresentação dos erros de linearidade para cada faixa de altura. ....	86
Tabela 18 - Medidas comparativas entre o protótipo e um equipamento comercial.....	87

## **LISTA DE ABREVIATURAS**

NDVI: Normalized Difference Vegetation Index

PNBO: Parque Nacional Boqueirão da Onça

AD: Conversor Analógico Digital

DA: Conversor Digital Analógico

RC: Associação Resistor Capacitor

TJB: Transistor de Junção Bipolar

CEOMAT: Centro de Espectrografia Óptica de Materiais

## 1 INTRODUÇÃO

O Índice por Diferença Normalizada (NDVI) é uma grandeza utilizada na agricultura de precisão, que expressa a relação entre as reflectâncias dos comprimentos de onda vermelho (480nm – 680nm) e infravermelho (700nm – 1300) (VIAN, 2015). Analisando-se os dados obtidos desse índice, após uma varredura em áreas plantadas, é possível aperfeiçoar o processo de aplicação de insumos, como por exemplo, o Nitrogênio, e detectar a presença de pragas ou doenças, bem como a escassez de água.

É importante observar que, a clorofila presente nas folhas das plantas, é extremamente sensível à radiação do comprimento de onda vermelho (VARIANI, 2011). Diante disso, é possível estabelecer uma relação entre o nível de absorção da energia luminosa e a atividade fotossintética da planta. Em contraponto, os comprimentos de onda localizados acima do vermelho (faixa do infravermelho) são altamente refletidos quando entram em contato com a superfície das plantas, existindo picos de absorção proporcionados apenas pela presença da água (VIAN, 2015).

O solo bruto é mais sensível ao comprimento de onda infravermelho do que ao comprimento de onda vermelho. Dessa maneira, a medida de NDVI esperada é menor, quando comparado à resposta de uma medição realizada em uma planta de folha verde (BELWARD, 1991).

Portanto, a ideia geral do trabalho é o desenvolvimento de um protótipo que seja capaz de realizar a medição do índice NDVI. O processo de calibração do sistema será realizado utilizando-se corpos de prova, cujas propriedades espectrais são conhecidas. Também serão desenvolvidos procedimentos que visam analisar o desempenho do instrumento proposto, neste trabalho, tais como o erro de linearidade e a incerteza de medição.

Considerando as colocações anteriores, é importante ressaltar que o objetivo principal desse trabalho é construir um sistema instrumentado, baseado em sensores ópticos, que seja

capaz de produzir e emitir os comprimentos de onda que compõem o NDVI, e, posteriormente, medir o sinal refletido. Além disso, o circuito ainda apresentará o valor medido em um *display* LCD, para que as informações geradas pelo aparato possam ser visualizadas.

É importante ressaltar que a medição do índice NDVI pode trazer ganhos de produtividade às propriedades analisadas, através da correta aplicação de insumos. O processo também pode se tornar mais eficiente, através da aplicação de insumos apenas em áreas necessárias. Portanto, o desenvolvimento deste trabalho, visa solucionar um problema de engenharia, pois o objetivo é a maximização dos recursos e a minimização dos custos.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Nesta seção, será apresentada uma revisão dos principais conceitos abordados neste trabalho, destacando-se aspectos relacionados à Agronomia e sua relação com Sistemas de Instrumentação.

### 2.1 NDVI – *Normalized Difference Vegetation Index*

O NDVI, abreviação da expressão em inglês *Normalized Difference Vegetation Index*, de acordo com BELWAR (1991), é uma grandeza normalizada, que relaciona as reflectâncias da radiação luminosa nos comprimentos de onda vermelhos (de 630 nm a 680 nm) e infravermelhos (de 730 nm a 880 nm). O principal emprego da referida grandeza é na agricultura de precisão, onde o índice pode ser utilizado para definir os níveis de aplicações de insumos e principalmente de Nitrogênio, possibilitando, portanto, tratamento individualizado para cada porção da lavoura. A Equação (1) apresenta a relação entre as reflectâncias que resulta no NDVI, onde  $\rho_{NIR}$  é a reflectância do comprimento de onda infravermelho e  $\rho_{RED}$  é a reflectância do comprimento de onda vermelho:

$$NDVI = \frac{\rho_{NIR} - \rho_{RED}}{\rho_{NIR} + \rho_{RED}} \quad (1)$$

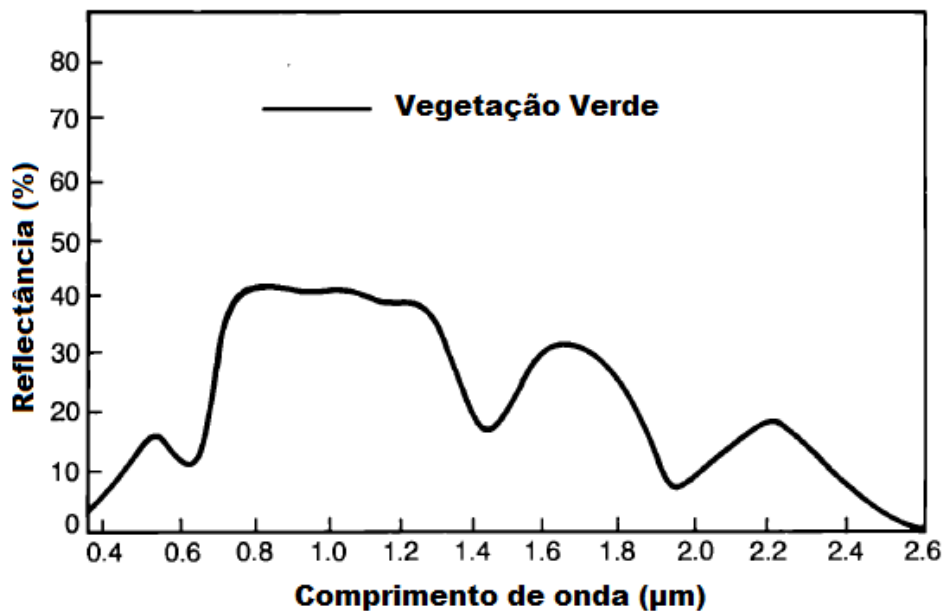
Analisando-se a Equação (1), nota-se que o índice admite valores positivos quando a radiação infravermelha refletida é maior que a radiação vermelha. Em contrapartida, valores negativos são encontrados quando a reflectância vermelha é maior que a do comprimento de onda infravermelho.



### 2.1.1 Introdução ao Comportamento Espectral da Vegetação e do Solo

As propriedades espectrais das plantas de cor verde não são constantes entre a faixa dos comprimentos de onda visíveis aos comprimentos infravermelhos. Em algumas frequências, os índices de absorção da radiação incidente podem chegar aos 90%. Porém, em outras faixas, cerca de 50% da energia é refletida (BELWARD, 1991). A Figura 1, exemplificando o que foi exposto anteriormente, apresenta o percentual de reflexão dos comprimentos de onda entre 400 nm e 2600 nm, para uma planta genérica de cor verde.

Figura 1- Comportamento espectral de plantas verdes.



Fonte: (BELWARD, 1991).

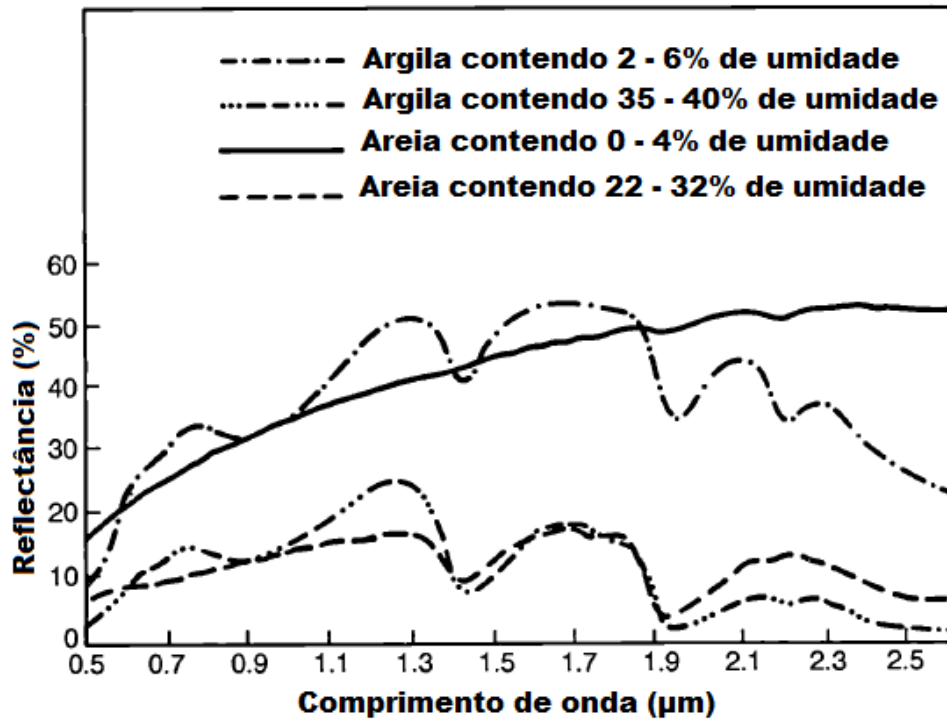
Observando-se a Figura 1 nota-se que há duas bandas de absorção em dois grandes vales dentro da faixa visível. Segundo VARIANI (2011), a primeira está situada em torno do comprimento de onda de 480 nm, onde a radiação eletromagnética é absorvida pelos Carotenos e pelas Clorofilas. A segunda banda de absorção encontra-se por volta de 680 nm devido à presença de Clorofila e também pelo processo de fotossíntese. Além disso, é importante observar a alta refletividade da planta próximo ao infravermelho (700 nm a 1330

nm), que de acordo com VARIANI (2011), está associada à estrutura celular interna da planta.

Alguns estudos demonstram que existe correlação entre o nível de absorção na banda vermelha (680 nm a 700 nm) e o estado nutricional da planta. Nessa faixa ocorre o pico de absorção de radiação fotossinteticamente ativa, proporcional à concentração de Clorofila dos tipos A e B (CARTER & KNAPPA, 2001). Além disso, é importante observar que, na caracterização do NDVI o comportamento espectral do solo da região é um fator relevante, pois mesmo que indiretamente, a radiação que retorna aos fotodetectores também é proveniente do reflexo gerado pelo solo.

As características espectrais do solo são mais simples, quando comparadas às características das culturas agrônômicas. No solo, diferentemente do que acontece nas plantas, não existe energia transmitida, ou seja, toda a radiação incidente é refletida ou absorvida (BELWARD, 1991). No solo bruto, é importante ressaltar que não há presença de clorofila, que é responsável pela maior parte da absorção da energia luminosa na faixa vermelha (de 600 nm a 680 nm). Dessa forma, os índices de absorção e reflexão da energia incidente na faixa visível se tornam constantes, não existindo picos ou vales na resposta espectral. Porém, na faixa do infravermelho, assim como, na resposta das plantas, existem picos de absorção proporcionados pela presença de água (CARTER & KNAPPA, 2001). Como exemplo, a Figura 2 apresenta o comportamento espectral do solo, para comprimentos de onda entre 500 nm a 2500 nm.

Figura 2 - Comportamento espectral do solo.



Pode-se perceber pela análise da Figura 2, que com o aumento do comprimento de onda da radiação incidente, existe uma tendência à diminuição da taxa de energia absorvida pelo solo. Na Figura 2, foram traçadas quatro curvas para duas diferentes condições de umidade tanto para argila quanto para areia. Segundo BELWARD (1991), os níveis mínimos de reflectância ocorridos nos comprimentos de 1400 nm, 1900 nm e 2500 nm são causados pela absorção da radiação através das moléculas de água presentes no solo. O mesmo autor ainda destaca que a granulação do solo é fator relevante no seu estudo espectral, já que solos mais arenosos, que possuem partículas maiores, tendem a escoar mais eficientemente a umidade presente, diminuindo a influência das moléculas de água.

### 2.1.2 Típicos Instrumentos e Técnicas Utilizadas na Medição de NDVI

Conforme salientado anteriormente, o índice NDVI é calculado através da Equação (1) que relaciona as reflectâncias dos comprimentos de onda do vermelho e do infravermelho. A

medição dos valores refletidos por uma determinada cultura pode ser realizada de diversas maneiras, como por exemplo, no experimento realizado por RAMOS (2010), onde imagens coletadas de satélites foram utilizadas para a determinação do índice. Outro exemplo é o estudo de VIAN (2015), onde as medidas foram adquiridas com o auxílio de um equipamento portátil.

Existem no mercado equipamentos específicos para a análise do índice NDVI, onde os comprimentos de onda de interesse são gerados e direcionados no cultivo que se deseja estudar. Nesses equipamentos, a energia refletida é adquirida por sensores ópticos e podem ser chamados de instrumentos ativos, pois estes possuem a capacidade de originar os comprimentos de onda necessários para a obtenção do índice NDVI, ou seja, este instrumento não utiliza a radiação solar para a construção do índice NDVI.

Destaca-se que há vantagens e desvantagens no emprego de medidores ativos. Quando a área que se deseja estudar é de grande porte, sensores que empregam essa técnica demoram mais tempo para a realização das medidas experimentais. Isso porque é necessário que o equipamento seja conduzido por cada parte da lavoura, através do uso de tratores ou veículos semelhantes. Se a área de cultivo não possui caminhos que possibilitam a livre circulação dos veículos, a realização da medição não poderá ser realizada, sendo assim, apenas poderão ser analisadas as plantas que se encontram nas extremidades do terreno. Contudo, quando é necessária a obtenção de medidas pontuais, os instrumentos ativos são os mais indicados, visto que analisam parcelas menores da extensão da cultura agrônômica.

Outro procedimento para obter-se a medida do valor de NDVI é através da análise de imagens geradas por satélites, construídos especificamente para este fim. Em um trabalho realizado por RAMOS (2010), foram utilizadas as imagens do satélite LANDSAT 5 TM para calcular o NDVI do Parque Nacional do Boqueirão da Onça (PNBO). Verificou-se que nesse

tipo de aplicação, pela grandeza da área e pelas condições do terreno, seria inviável a utilização de medidores portáteis, tornando esse método o único possível.

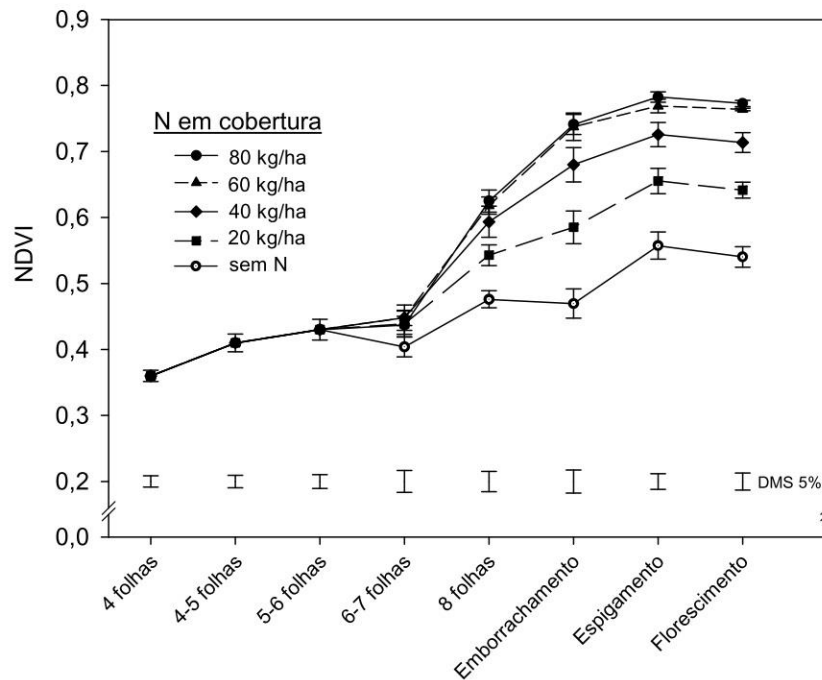
### **2.1.3 Emprego do NDVI na Agricultura de Precisão**

Com o aumento populacional através dos anos é necessário que a produção de alimentos acompanhe o mesmo ritmo de crescimento, a fim de suprir a nova demanda gerada a cada instante. Em virtude disso, os investimentos em agricultura de precisão vêm aumentando nos últimos anos, de modo que seja possível produzir com maior eficiência, explorando ao máximo a produtividade da área plantada.

O NDVI tem emprego importante na escolha acerca do tratamento das plantações, pois através deste índice é possível determinar e controlar a aplicação do nível de Nitrogênio na área plantada, visto que, segundo VARIANI (2011), o Nitrogênio é um dos nutrientes de maior relevância no desenvolvimento das culturas agrícolas. Em um estudo realizado por VIAN (2015), constatou-se que para cada tonelada de grãos de milho produzida, acumula-se aproximadamente  $28 \text{ kg ha}^{-1}$  de N na parte aérea da planta, e exporta-se nos grãos cerca de 60% deste valor. Quanto ocorre a falta de disponibilidade de Nitrogênio no meio plantado, as atividades metabólicas diminuem, reduzindo as funções fotossintéticas essenciais para o desenvolvimento do cultivar, causando problemas na evolução da planta.

No desenvolvimento do trigo, a presença de nitrogênio também é um fator essencial, pois de acordo com VARIANI (2010), é possível correlacionar a medida de NDVI no trigo com a aplicação de Nitrogênio, em função do estágio de crescimento da planta. O estudo ainda mostrou que se pode obter uma previsão da produtividade da área plantada com base na medida de NDVI e alguns indicadores, como as características do solo. A Figura 3 apresenta, como exemplo, uma relação entre o NDVI e o estágio de crescimento do trigo, para diferentes níveis de aplicação de Nitrogênio.

Figura 3 - Relação entre NDVI quantidade de Nitrogênio e o estágio de crescimento do trigo.



Fonte: Adaptado (VARIANI, 2011).

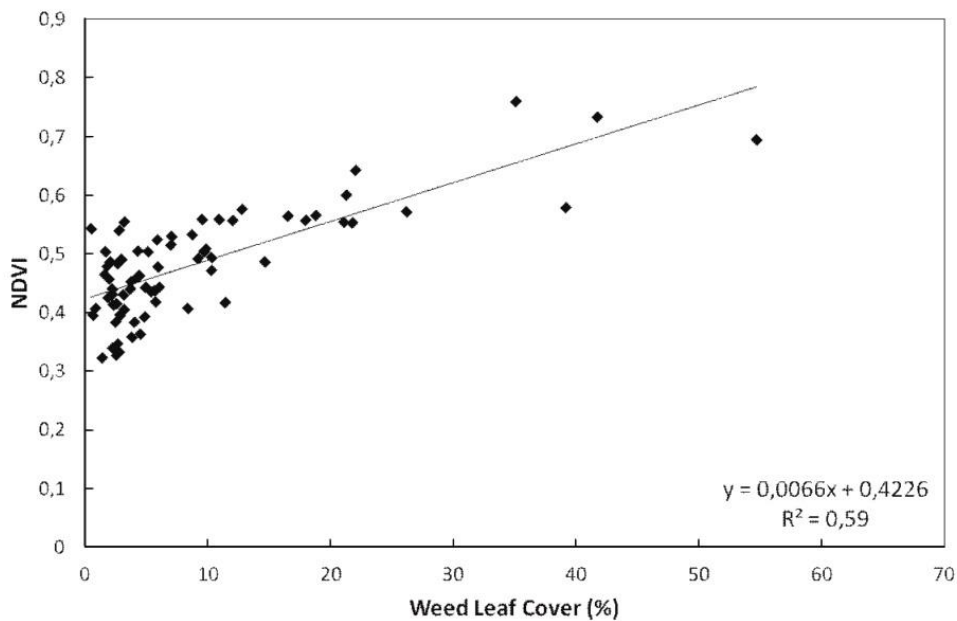
Através da obtenção do índice com aparelhos dedicados a essa função, é possível detectar deficiências e realizar a aplicação adequada de insumo em um dado período de tempo. Dessa forma, a produtividade da área aumenta, sendo essa uma das principais aplicações da medida de NDVI.

O índice de reflectância por diferença normalizada, como já mencionado na Seção 2.1.1, é sensível ao nível de clorofila presente na estrutura foliar das plantas (BELWARD, 1991). Assim, conhecendo-se a resposta espectral do solo bruto de um determinado local, é possível desenvolver um dispositivo, baseado em sensores ópticos, que seja capaz de detectar a existência de vegetação, através do confronto do valor de NDVI, com a resposta esperada do solo bruto.

Em um estudo realizado por MEROTTO (2012), foram confrontadas fotografias retiradas do solo contendo ervas daninhas de diversos tamanhos, com medidas de NDVI

realizadas com um equipamento comercial de nome GreenSeeker, fabricado pela empresa Trimble, no mesmos pontos fotografados. As imagens foram processadas digitalmente, de maneira a se calcular a área foliar das plantas presentes nas amostras. Por fim, MEROTTO (2012) buscou correlacionar os valores medidos de NDVI com a área calculada. O resultado apresentado indicou uma correlação de cerca de 60% entre as duas grandezas. A Figura 4 apresenta a relação obtida para as duas grandezas.

Figura 4 - Relação entre NDVI e área foliar.

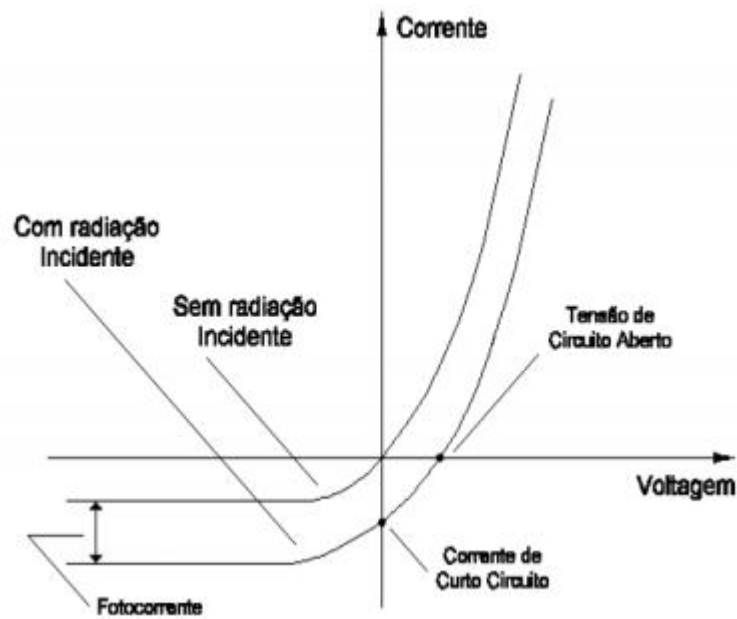


Fonte: (MEROTTO, 2012).

## 2.2 Sensoriamento Óptico com Fotodiodo

O fotodiodo é constituído de uma junção PN, na qual os fótons absorvidos geram elétrons e lacunas (BALBINOT & BRUSAMARELLO, 2011). Quando o material semicondutor fica exposto a uma intensidade luminosa, uma corrente reversa é gerada de forma proporcional. A Figura 5 apresenta as curvas características de um fotodiodo em função da intensidade luminosa a que se encontra exposto.

Figura 5 - Curvas características de um fotodiodo.



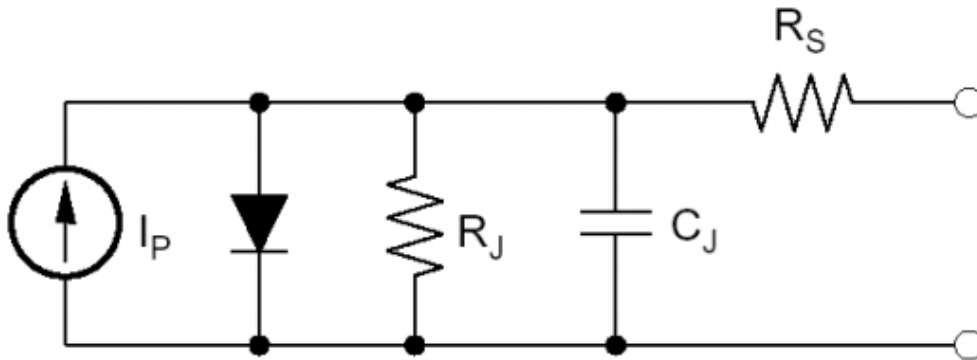
Fonte: (BACHMANN, 2012).

Analisando-se a Figura 5, é possível notar que a corrente, produzida pela intensidade luminosa, tem sentido reverso e tem seu módulo elevado com o aumento da radiação incidente. Percebe-se da mesma forma, que sempre haverá uma corrente reversa fluindo pelo fotodiodo, quando este se encontra reversamente polarizado. Em estado de polarização direta, o fotodiodo se comporta como um diodo comum na ausência de luz. Entretanto, existirá uma corrente reversa quando este for exposto à radiação, mesmo quando polarizado diretamente.

Para que se possa prever o desempenho de um circuito eletrônico que utilize um fotodiodo, é necessário o desenvolvimento de um modelo elétrico, agregando as características do componente. A Figura 6 ilustra o modelo padrão de um fotodiodo.



Figura 6 - Modelo elétrico de um fotodiodo.



Fonte: (BRUSAMARELLO, 2014).

A Figura 6 apresenta o modelo completo de um fotodiodo. O capacitor  $C_J$  representa a capacitância existente entre os contatos elétricos do fotodiodo, através do material semicondutor. A resistência  $R_J$  ilustra a resistência do caminho entre os contatos elétricos do fotodiodo, representando uma fuga de corrente correspondente a nano Amperes, podendo chegar a micro Amperes em alguns dispositivos. A resistência  $R_S$  representa o valor ôhmico dos contatos do fotodiodo. A fonte de corrente  $I_P$  é a geração de corrente reversa do fotodiodo, quando este se encontra exposto à radiação luminosa.

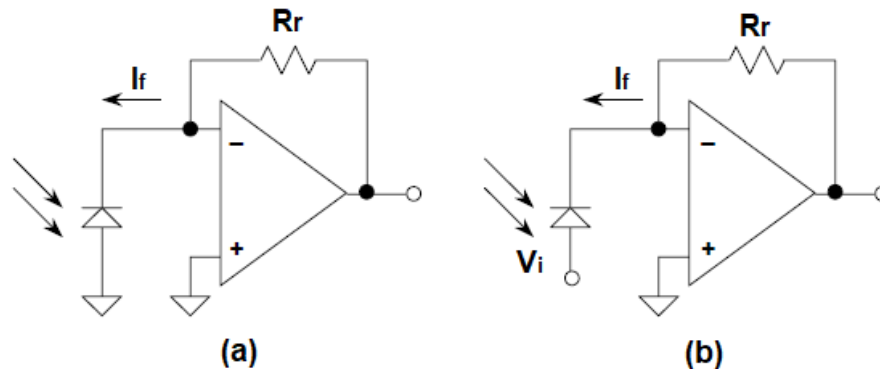
### 2.3 Sistemas Típicos para Condicionamento de Sinais de Fotodiodos

A radiação eletromagnética absorvida pelo fotodiodo é transformada em corrente elétrica, onde está contido o sinal recebido. Para que seja possível interpretar a resposta obtida, através da reflexão da energia emitida, é necessário tratar o sinal, de modo a torná-lo compatível, por exemplo, com os limites de excursão de entrada do conversor AD. Assim, se faz necessário o desenvolvimento de um circuito de condicionamento, onde algumas etapas serão apresentadas nessa seção.

O amplificador de carga, ou amplificador de transimpedância, se faz presente na primeira etapa do condicionamento. A função dessa parte do circuito é transformar o sinal de

corrente, proporcional à energia luminosa incidente no sensor, em termos de tensão elétrica, através do amplificador operacional, que possui baixa impedância de saída. A Figura 7 apresenta o esquema elétrico do circuito mencionado.

Figura 7 – Esquema de um amplificador de carga.



Fonte: Adaptado (KESTER & BRYANT & JUNG & WURCER & KITCHIN, 2005).

O esquema ilustrado na Figura 7 (a) é denominado conversor Fotovoltaico, onde a tensão elétrica sobre o sensor é igual à zero. Dentre as principais características do seu desempenho, se destacam o comportamento linear perante a variação da intensidade luminosa, bem como a não existência da *dark current*, visto que a tensão elétrica sobre o dispositivo é nula (KESTER & BRYANT & JUNG & WURCER & KITCHIN, 2005). O circuito apresentado na Figura 7 (b), denominado Fotocondutivo, aplica uma tensão elétrica reversa positiva sobre o fotodiodo. Portanto, nesse caso, existe uma corrente, de baixa magnitude, fluindo no sentido reverso. A vantagem da topologia ilustrada na Figura 7 (b) é a alta velocidade de resposta, sendo indicada em aplicações de alta frequência. Em contrapartida, a resposta à variação luminosa não é linear, o que pode ser um fator proibitivo em algumas aplicações.

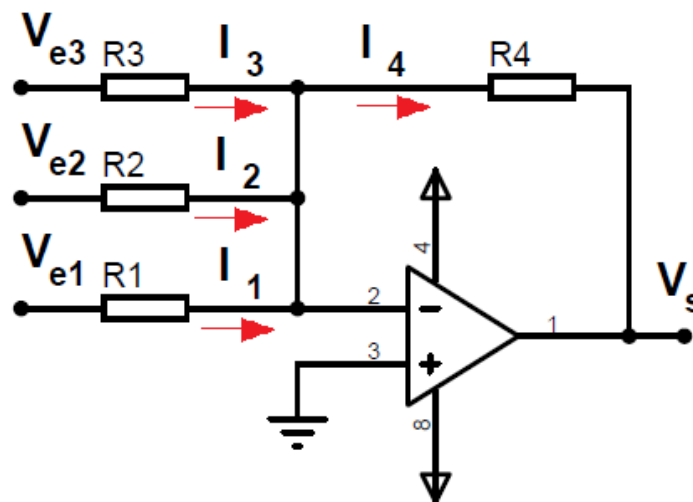
Ainda com relação à Figura 7, nos dois casos a equação da tensão elétrica  $V_o$  de saída é a mesma. Entretanto, como já mencionada, as condições de polarização dos sensores são

distintas, implicando em valores de corrente  $I_f$  diferentes. A relação que expressa a tensão  $V_o$  em função da corrente  $I_f$  do fotodiodo é a Equação (2):

$$V_o = -I_f \times R_r \quad (2)$$

Outro ponto relevante do condicionamento é o circuito somador de tensão. Em aplicações que utilizam mais de um sensor, por vezes se faz necessário realizar a soma dos sinais obtidos em cada um dos componentes. Assim, é comum o emprego do circuito somador de tensão, baseado em amplificador operacional. A Figura 8 ilustra o esquema elétrico do circuito mencionado.

Figura 8 – Esquema de circuito somador inversor de tensão.



O circuito da Figura 8, além do amplificador operacional, é composto por componentes passivos, que no caso são resistores. É possível associar capacitores em série e em paralelo com os resistores existentes, para o desenvolvimento de técnicas de limitação da faixa de frequência, tanto na banda básica quanto na banda de alta frequência (NORDIN,

2003). Dessa forma, é possível somar e aplicar ganho apenas em sinais que compreendem componentes de frequência dentro da faixa de interesse.

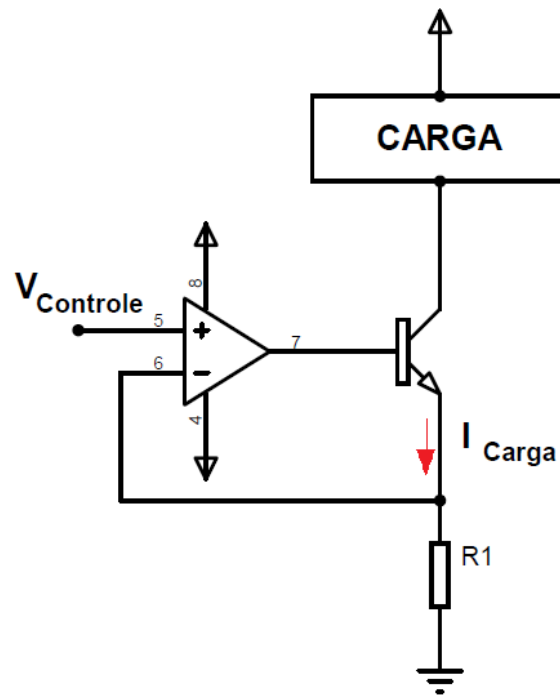
A grande vantagem do circuito da Figura 8 é que a contribuição de cada entrada para a saída é independente dos demais canais. Como a tensão nodal da entrada não inversora do amplificador operacional é constante, a diferença de potencial sobre os resistores  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$  só depende das tensões  $V_{e1}$ ,  $V_{e2}$  e  $V_{e3}$ , respectivamente. Dessa forma, utilizando o teorema da superposição é possível determinar uma relação matemática que rege o funcionamento do circuito apresentada na Equação (3):

$$V_S = -\frac{R_4}{R_1} \times V_{e1} - \frac{R_4}{R_2} \times V_{e2} - \frac{R_4}{R_3} \times V_{e3} \quad (3)$$

Analisando-se a Equação (3), é possível concluir alguns aspectos. Primeiramente, se todos os resistores possuírem o mesmo valor ôhmico, tem-se um circuito somador puro, onde os sinais não serão amplificados, apenas somados. Nota-se também a possibilidade de se aplicar ganhos individualizados para cada canal, alterando os valores de  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$ . Por fim, há a possibilidade de somar-se mais do que três sinais, conectando um novo resistor ao nó de tensão constante, na entrada não inversora do amplificador operacional.

Em situações onde se deseja analisar a resposta de um sinal emitido, como é o caso deste trabalho, é necessário também desenvolver o circuito de emissão do sinal para os diodos emissores de luz (LEDs), que são dispositivos acionados por corrente, tornando a tensão elétrica uma variável secundária. Portanto, obedecendo-se as características construtivas do componente e garantindo a linearidade da intensidade luminosa que é emitida, costuma-se, em aplicações de instrumentação, acioná-los via fonte de corrente. A Figura 9 apresenta o típico esquema elétrico de uma fonte de corrente controlado por tensão elétrica.

Figura 9 – Esquema de uma simples fonte de corrente controlada por tensão.



O circuito da Figura 9 funciona como um seguidor de tensão do sinal de controle, aplicado sobre o resistor  $R_1$ . Desse modo, a corrente que fluirá pela carga será a mesma que circulará pelo resistor, sendo função apenas da tensão de controle e do resistor  $R_1$ . Nesse contexto, é possível chegar a uma relação matemática que expressa a corrente na carga, apresentada na Equação (4):

$$I_{Carga} = \frac{V_{Controle}}{R_1} \quad (4)$$

A facilidade da alteração da corrente através da entrada de controle, a grande benesse do circuito da Figura 9, é o fato de que a corrente que fluirá pela carga é proveniente da fonte de tensão que alimenta o circuito. Diante disso, não é necessário o emprego de um amplificador operacional com grande capacidade de corrente de saída.

## 2.4 Conceitos Aplicados a Sistemas Instrumentados

Os sistemas instrumentados são usualmente avaliados por uma série de conceitos de origem experimental. Tais metodologias visam definir as suas características de desempenho, como por exemplo, a sensibilidade, a resolução, o erro de linearidade e a incerteza padrão, que são conceitos que possibilitam a comparação entre diversas possibilidades de sistemas experimentais, desenvolvidos para uma dada aplicação.

Segundo o VIM (INMETRO, 2012), a sensibilidade é a variação da resposta de um instrumento de medição dividida pela correspondente variação de estímulo. Em outras palavras, a sensibilidade corresponde à taxa de crescimento de uma variável de resposta, em função de uma variável de entrada. Dessa forma, pode-se definir uma relação matemática que tem como resposta a sensibilidade para ponto infinitesimal de uma função de transferência. A Equação (5) apresenta a referida relação matemática, onde  $S(x)$  é a e  $F_T(x)$  é uma função de transferência genérica:

$$S(x) = \frac{dF_T(x)}{dx} \quad (5)$$

A resolução, assim como a sensibilidade, também é um parâmetro de caracterização de um sistema instrumentado. Segundo o VIM (INMETRO, 2012), a resolução de um sistema é definida como a menor variação de uma grandeza medida que causa uma variação perceptível na indicação correspondente. Isto significa dizer que, a resolução corresponde à mínima alteração de uma variável de entrada, que provoca uma alteração na variável de saída.

O erro de linearidade é calculado quando a função de transferência teórica possui caráter linear. Este parâmetro visa evidenciar o máximo desvio das medidas obtidas de maneira prática, com relação ao que era esperado. Segundo (BALBINOT &

BRUSAMARELLO, 2011), a linearidade é normalmente especificada em termos do percentual de não linearidade, com relação à medida atual, ou ao fundo de escala. A Equação (6) expressa o erro de linearidade em termos percentuais, onde a variável  $DIF_{MAX}$  expressa a diferença máxima entre a função de transferência teórica e os resultados obtidos experimentalmente, bem como  $FS$  é correspondente ao fundo de escala, ou à faixa de trabalho, da variável de saída:

$$L_{\%} = \frac{DIF_{MAX}}{FS} \times 100\% \quad (6)$$

A incerteza padrão expressa a incerteza de medição na forma de um desvio padrão (INMETRO, 2012). É possível determinar a componente incerta de uma determinada medição através da avaliação da incerteza padrão do tipo A ou através da avaliação da incerteza padrão do tipo B. A primeira metodologia realiza uma abordagem com base em medidas repetidas, estimando-se primeiramente a variância, o desvio padrão e posteriormente o desvio padrão da média, que corresponde à incerteza padrão. A segunda leva em consideração uma estimativa de variância pré-determinada e uma análise do tipo de distribuição de probabilidade que a incerteza da referida grandeza deve seguir.

Embora os dois métodos envolvam cunho estatístico, o procedimento matemático empregado em ambos os casos é distinto. Como já mencionado, o primeiro passo para a estimativa da incerteza padrão do tipo A, é o cálculo da variância das medidas repetidas realizadas em um determinado ensaio. Para tanto, realiza-se um somatório quadrático da diferença de cada medida com relação à média de todas as medidas, e posteriormente divide-se pelo número de graus de liberdade resultante no processo. A Equação (7) apresenta o referido cálculo da variância, onde  $M_i$  representa a medida de índice  $i$ :

$$\sigma^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (M_i - M_{\text{médio}})^2}{n - 1} \quad (7)$$

O segundo passo do cálculo da incerteza padrão do tipo A é a determinação do desvio padrão do processo. Para isso, toma-se a raiz quadra da variância, contida na Equação (7). Por fim, calcula-se o desvio padrão da média, que é correspondente à incerteza padrão do tipo A, através da divisão do desvio padrão pela raiz quadrada do número de repetições. Aglutinando-se os últimos dois passos e incorporando a Equação (7), é possível gerar uma nova equação que expressa a incerteza padrão do tipo A, apresentada na Equação (8):

$$u_A = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (M_i - M_{\text{médio}})^2}{(n - 1) \times n}} \quad (8)$$

A incerteza padrão do tipo B é determinada através da utilização de uma variância pré-determinada, em uma distribuição de probabilidade, que representa o comportamento da incerteza de um determinado processo, que pode ser, por exemplo, do tipo retangular, triangular ou trapezoidal. Neste caso, a incerteza padrão é expressa na forma de um desvio padrão (SILVA, 2011). A Equação (9) apresenta a incerteza padrão do tipo B, para uma distribuição de probabilidade retangular, onde  $\sigma$  é referente à variância do processo:

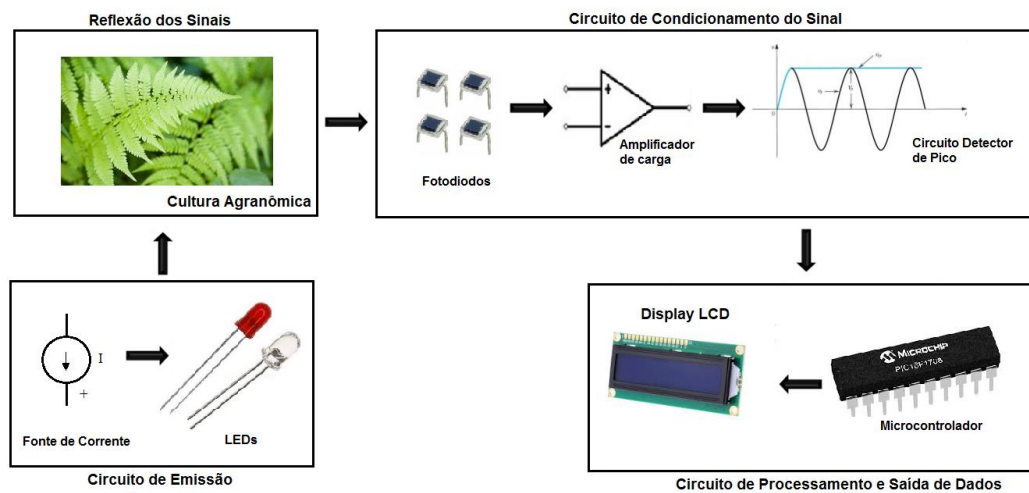
$$u_B = \frac{\sigma}{\sqrt{3}} \quad (9)$$



### 3 METODOLOGIA EXPERIMENTAL

Neste capítulo será apresentada a descrição das etapas que compõem o desenvolvimento de um protótipo para medição de NDVI de forma ativa, isto é, emitindo os comprimentos de onda envolvidos no cálculo deste índice (vermelho em 648 nm e infravermelho em 850 nm). Para facilitar o entendimento do referido trabalho, a Figura 10 apresenta o diagrama de blocos do sistema proposto.

Figura 10- Diagrama de blocos do sistema de instrumentação proposto.



O desenvolvimento do protótipo começa pelo circuito de emissão, composto por diodos emissores de luz acionados por fontes de corrente. A intensidade luminosa gerada é direcionada à cultura agrônoma, que reflete parte da energia de ambos os comprimentos de onda. Então, os sensores ópticos (fotodiodos) absorvem os sinais refletidos, transformando-os em impulsos de corrente, que serão tratados pelo circuito de condicionamento. Por fim, as informações obtidas são apresentadas em um *display* LCD, interfaceado a um microcontrolador presente no protótipo.

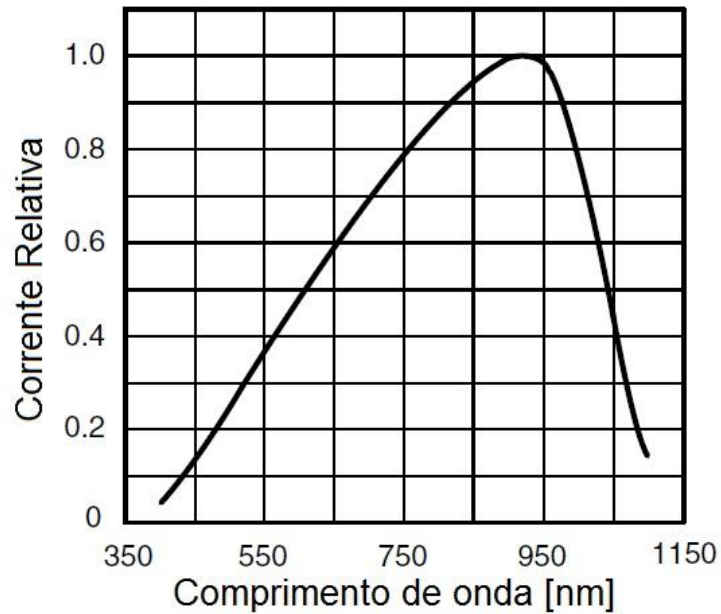
### 3.1 Projeto do Circuito de Emissão dos Sinais

Segundo (BELWARD, 1991), a medida do índice NDVI é constituída pela reflectância da faixa vermelha e da faixa inicial do infravermelho (infravermelho próximo ao visível, até 900 nm) do espectro eletromagnético. Dessa forma, para se construir um protótipo que visa calcular o referido índice, é necessário realizar a geração destes comprimentos de onda para posteriormente se adquirir os sinais refletidos pela cultura agrônômica. Assim sendo, tanto o projeto do circuito de emissão, como o projeto do circuito de condicionamento, passam pelas características dos componentes utilizados no processo de geração e fotodetecção.

A relação entre a energia emitida pelos LEDs vermelho e infravermelho é de grande relevância no desenvolvido deste trabalho. Além de os comprimentos de onda serem expostos a condições diferentes na absorção da energia emitida, quando os mesmos são direcionadas às culturas agrônômicas de interesse, os sensores ópticos geram correntes com amplitudes distintas mesmo que a intensidade luminosa de cada comprimento de onda seja idêntica.

Portanto, foram realizados ensaios preliminares com os emissores de cada comprimento de onda, de modo a ajustar a relação dos níveis de emissão, fazendo com que os sinais posteriormente adquiridos pelos sensores ópticos, fossem de mesma grandeza e dentro dos limites do circuito de condicionamento. A Figura 11 exemplifica o que foi mencionado sobre a não linearidade da resposta do fotodiodo BPW34 (*Datasheet BPW34*, Vishay, 2011), utilizado neste trabalho e escolhido em virtude da sua área de incidência de radiação (7,5 mm<sup>2</sup>), apresentando a curva de corrente relativa em função do comprimento de onda.

Figura 11 - Corrente relativa gerada pelo fotodiodo em função do comprimento de onda.



Fonte: Adaptado (*Datasheet BPW34, Vishay, 2011*).

O processo de escolha dos emissores empregados neste protótipo levou em consideração características consideradas essenciais, como um ângulo de emissão pequeno e uma alta intensidade luminosa gerada, traduzida em termos da capacidade de suportar corrente. O primeiro ponto destacado minimiza a influência da altura na parcela de sinal adquirido pelos fotorreceptores. O segundo possibilita a realização de medidas com distâncias maiores entre o conjunto emissor/fotodetector a cultura agrônômica. A Tabela 1 apresenta as características levadas em consideração na fase de escolha dos emissores.

Tabela 1 - Principais características dos emissores adotados neste trabalho.

Principais Características	Infravermelhos (PN: <i>VSLY5850</i> )	Vermelhos (PN: <i>TLDR5800</i> )
Máxima tensão reversa	5 V	6 V
Máxima corrente direta DC	100 mA	50 mA
Potência máxima de dissipação	190 mW	100 mW
Comprimento de onda dominante	850 nm	648 nm
Meia abertura de emissão	3°	4°

Fonte: (*Datasheet VSLY5850, Vishay, 2013*) e (*Datasheet TLDR5800, Vishay, 2004*).

A partir das características de cada tipo de LED foi possível projetar o circuito de emissão do sinal, composto por quatro fontes de corrente, que são acionadas por tensões elétricas, de caráter sinusoidal e com frequência de 340 Hz, geradas através do conversor Digital - Analógico do microcontrolador. No total são acionados dez LEDs de cada tipo de comprimento de onda (vermelho e infravermelho), onde cada grupo de cinco LEDs é conectado, em série, a uma fonte de corrente.

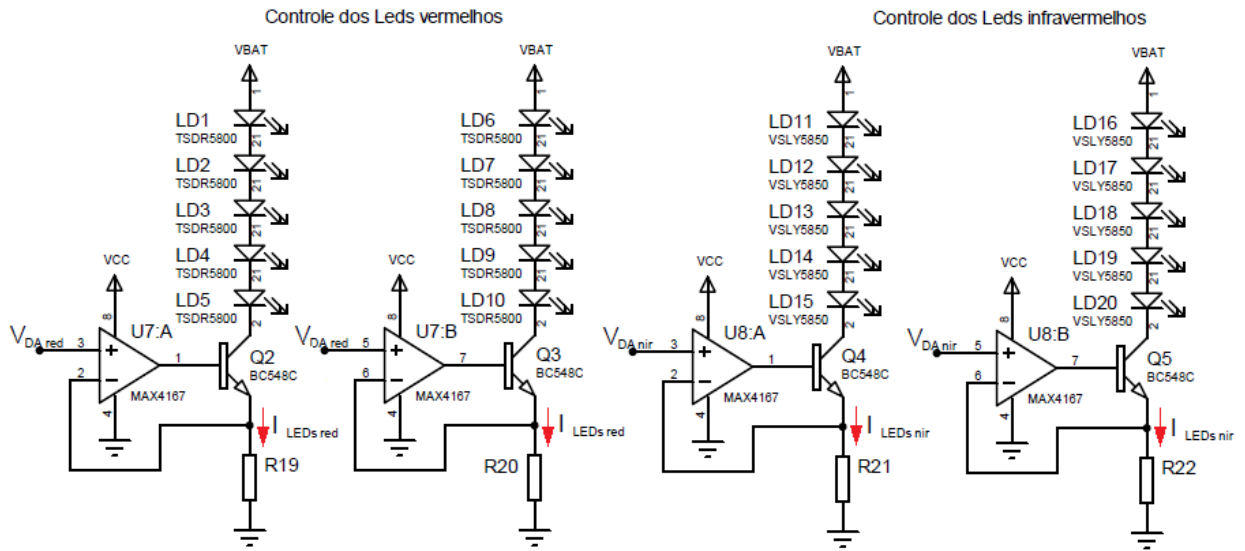
O circuito de emissão é composto por seguidores de tensão, desenvolvidos com o amplificador operacional MAX4167 (MAXIM, 2007), possuindo ganho de corrente fornecido pelo uso de um transistor de junção bipolar NPN BC548 (FAIRCHILD, 1994) na realimentação do *buffer*. A corrente que circula nos LEDs é função da tensão de controle e da queda de tensão no resistor que se encontra na realimentação do seguidor de tensão. A Tabela 2 apresenta as principais características do amplificador operacional MAX4167 (MAXIM, 2007) e a Figura 12 ilustra o esquema do circuito utilizado para a emissão dos sinais.

Tabela 2 - Principais características do amplificador operacional MAX4167.

Máxima tensão de alimentação	+7V
Ganho <i>open - loop</i>	90 dB
Corrente de <i>Bias</i>	225 nA (Max)
GBW unitário	5 MHz

Fonte: (Datasheet MAX4167, Maxim, 2007).

Figura 12 – Esquema das fontes de corrente utilizadas no circuito de emissão.



Analisando-se a Figura 12, que ilustra o circuito de emissão empregado, é possível estabelecer relações matemáticas entre as tensões de controle, entre os resistores que se encontram no nó da realimentação dos *buffers* e entre as correntes dos emissores. Porém, como os resistores que se encontram na realimentação dos seguidores de tensão ( $R_{19}$  a  $R_{22}$ ), de ambas as fontes de corrente, possuem mesmo valor nominal, a análise será realizada de forma simplificada, gerando-se apenas uma equação de corrente para cada comprimento de onda. Assim sendo, a Equação (10) e a Equação (11) apresentam respectivamente as relações para o comprimento de onda vermelho e infravermelho:

$$I_{LEDs\ red} = \frac{V_{DA\ red}}{R_{19}} \quad (10)$$

$$I_{LEDs\ nir} = \frac{V_{DA\ nir}}{R_{21}} \quad (11)$$

Sabendo-se que as tensões de controle  $V_{DA\ red}$  e  $V_{DA\ nir}$  presentes na Equação (10) e na Equação (11) são funções sinusoidais dependentes do tempo, é possível definir um novo

conjunto de equações que representam as correntes em cada ramo de emissores, em função do tempo. As referidas relações matemáticas encontram-se apresentadas na Equação (12) e na Equação (13), onde as constantes  $A_{red}$  e  $A_{nir}$  correspondem às amplitudes das funções senoidais e as constantes  $C_{red}$  e  $C_{nir}$  representam os respectivos níveis DC:

$$I_{red}(t) = \frac{A_{red}}{R_{19}} \times \sin(2\pi 340 \times t) + \frac{C_{red}}{R_{19}} \quad (12)$$

$$I_{nir}(t) = \frac{A_{nir}}{R_{21}} \times \sin(2\pi 340 \times t) + \frac{C_{nir}}{R_{21}} \quad (13)$$

Através dos ensaios preliminares, anteriormente mencionados, definiu-se que as correntes que circulariam no ramo de emissores do comprimento de onda vermelho, possuiriam valor mínimo de 10 mA e valor máximo de 37 mA. Para os emissores do comprimento de onda infravermelho o limite inferior também deveria ser igual à 10 mA, porém o limite superior seria de apenas 12 mA.

O conversor Digital – Analógico, presente no microcontrolador, utilizado para gerar as tensões de controle, possui resolução referente a 8 bits, dentro de uma faixa de 0 V à 5 V. Os resistores presentes na realimentação dos seguidores de tensão, possuem todos o mesmo valor nominal, igual a 100 ohms com tolerância de 10%. Utilizando-se a Equação (9), referente a incertezas padrões do tipo B, com distribuição de probabilidade retangular, pode-se calcular o valor da incerteza padrão dos resistores. A Tabela 3 resume as informações mencionadas sobre os resistores.

Tabela 3 – Valores relacionados aos resistores das fontes de corrente.

Componente	Valor	Tolerância	Incerteza Padrão
$R_{19}, R_{20}, R_{21}, R_{22}$	100 $\Omega$	10 %	$\pm 5,77 \Omega$

Por fim, utilizando-se os dados presentes na Tabela 3, junto com as informações sobre as correntes que devem circular por cada conjunto de LEDs, e também, conhecendo-se as condições de trabalhos do conversor Digital – Analógico do microcontrolador, é possível substituir as constantes presentes na Equação (12) e na Equação (13) pelos valores correspondentes. Dessa maneira, a Equação (14) e Equação (15) apresentam respectivamente as correntes que circulam sobre os emissores deste protótipo em função do tempo:

$$I_{red}(t) = 13,5 \times \sin(2\pi 340 \times t) + 23,5 \text{ [mA]} \quad (14)$$

$$I_{nir}(t) = \sin(2\pi 340 \times t) + 11 \text{ [mA]} \quad (15)$$

### 3.2 Projeto do Circuito de Condicionamento dos Sinais

Após o projeto do circuito de emissão, iniciou-se o desenvolvimento do circuito de condicionamento de sinais. Nesta Seção serão apresentados os blocos escolhidos para o tratamento do sinal refletido e detectado pelos fotorreceptores.

#### 3.2.1 Tensão Elétrica de Alimentação e de Referência

As entradas de energia são compostas por duas baterias de 9 V e 400 mAh, modelo *Alkaline* da marca Rayovac. Na primeira entrada, as duas células são ligadas em série, de modo a gerar uma tensão  $V_{Bat\ 18V}$  de 18 V, onde sua única função é alimentar os emissores do circuito de emissão, que como explicitado na Seção 3.1.2, são conectados em série em grupos de cinco. Portanto, a queda de tensão nesse conjunto seria superior ao valor nominal de apenas uma bateria.

A segunda entrada de energia é composta por apenas uma das baterias, originando uma tensão  $V_{Bat\ 9V}$  de 9 V, responsável por alimentar tanto o circuito analógico como o

circuito digital. Além disso, para que não haja interferência da descarga das baterias e eventuais oscilações nos valores medidos, utilizou-se um regulador de tensão (MAX603), que recebe os 9 V proveniente da célula e rebaixa para o valor de 5 V de forma regulada, dando origem ao nó *VCC*. Ainda sobre o regulador, destaca-se que este possui grande capacidade de absorção de potência (1,8 W para o encapsulamento SO), fator determinante na opção por este componente.

Na entrada do regulador de tensão foi conectado um capacitor de 100  $\mu\text{F}$ , com o intuito de filtrar ruídos gerados pela bateria. No pino de saída do regulador, um capacitor de 10  $\mu\text{F}$  foi conectado com o intuito de filtrar ruídos emitidos na linha pelo próprio regulador. A Figura 13 apresenta o esquema do circuito de alimentação utilizado e a Tabela 4 ilustra as principais características do circuito integrado MAX603 (MAXIM, 2012).

Figura 13 – Esquema do circuito de alimentação.

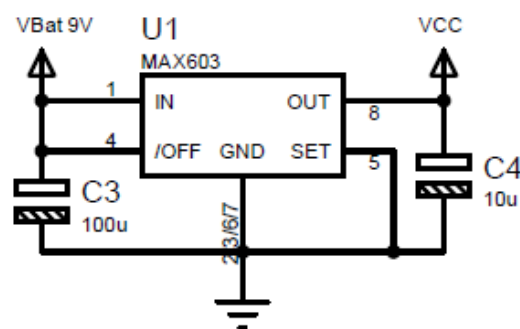


Tabela 4 - Principais características do regulador de tensão MAX603.

Faixa de alimentação	+2,7V a +11,5V
Potência absorvida	1,8W
Corrente máxima de saída	500mA
Corrente de <i>sleep</i>	2 $\mu\text{A}$

Fonte: (Datasheet MAX603, Maxim, 2012).

Os sinais emitidos e adquiridos são de natureza alternada. Assim sendo, revelou-se necessário estabelecer um nível DC no circuito de condicionamento, possibilitando a máxima



excursão do sinal. Em função disso, foi utilizado o amplificador operacional TL082 (TEXAS INSTRUMENTS, 2015), para projetar um seguidor de tensão do divisor resistivo formado pelos resistores  $R_5$  e  $R_6$ , que possuem o mesmo valor nominal. A Tabela 5 apresenta as principais características do circuito integrado utilizado nesse bloco.

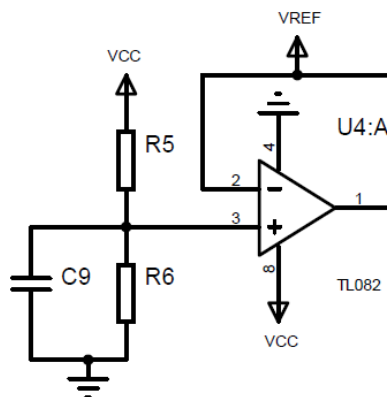
Tabela 5 - Principais características do circuito integrado TL082.

Máxima tensão de alimentação	+18V
Ganho <i>open - loop</i>	200 V/mV
Corrente de <i>Bias</i>	30 pA
GBW unitário	3 MHz

Fonte: (Datasheet TL082, Texas Instruments, 2015).

O capacitor  $C_9$ , conectado ao divisor resistivo, tem a função de filtrar ruídos provenientes da alimentação. Porém, como se trata de uma fonte de tensão contínua, o polo gerado pelo emprego deste componente passivo, não implicará em uma redução no nível da tensão elétrica do divisor. O circuito utilizado para gerar o nível DC pode ser visualizado na Figura 14.

Figura 14 – Esquema do circuito da tensão de referência.



Analisando-se a Figura 14 e com base no que foi mencionado sobre o funcionamento desta topologia, pode-se chegar a uma equação que expressa o nível DC utilizado no circuito

de condicionamento, representado pelo nó  $VREF$ , em função da tensão de alimentação  $VCC$  e dos componentes passivos presentes no esquema da Figura 14. A referida relação matemática encontra-se apresentada na Equação (16):

$$VREF = VCC \times \frac{1}{s + \frac{R_5 + R_6}{R_5 R_6 C_9}} [V] \quad (16)$$

O valor adotado para os resistores  $R_5$  e  $R_6$  foi o de 10 k $\Omega$ , como uma tolerância de 10%. O capacitor  $C_9$  possui capacitância igual a 100 nF, com tolerância de 20%. Novamente, utilizando-se a Equação (9), referente ao cálculo da incerteza padrão do tipo B, é possível encontrar as incertezas dos componentes passivos existentes neste circuito, através dos seus respectivos valores de tolerância. A Tabela 6 apresenta o resumo das informações apresentadas.

Tabela 6 - Valores relacionados aos componentes passivos da referência de tensão.

Componente	Valor	Tolerância	Incerteza Padrão
$R_5$ e $R_6$	10 k $\Omega$	10 %	$\pm 577 \Omega$
$C_9$	100 nF	20 %	$\pm 11,5$ nF

Substituindo-se o valor dos componentes passivos, apresentados na Tabela 6, na Equação (16), pode-se chegar à equação que representa a função de transferência da tensão de referência  $VREF$ , depende da fonte de alimentação  $VCC$ . A nova relação matemática pode ser visualizada na Equação (17):

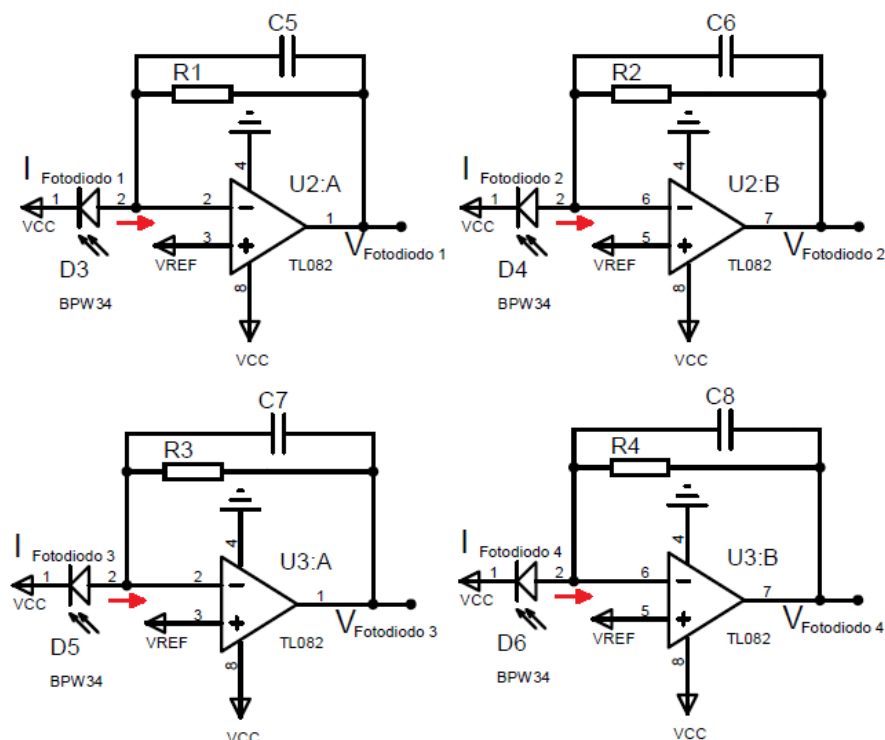
$$VREF = VCC \times \frac{1000}{s + 2000} [V] \quad (17)$$

Analisando-se a Equação (17), percebe-se que a componente DC da tensão elétrica de referência  $V_{REF}$ , é igual à metade da tensão elétrica da fonte de alimentação. Ressalta-se também, que o polo existente na referida função de transferência encontra-se em 2000 rad/s ou 318,3 Hz.

### 3.2.2 Circuito Amplificador de Carga com Limitação da Banda de Frequência

O primeiro estágio do circuito de condicionamento de sinal propriamente dito é o amplificador de carga. Este circuito tem a função de transformar a corrente elétrica emitida pelo fotodiodo em termos de um sinal de tensão elétrica. Como mencionado na Seção 3.2, foram utilizados quatro amplificadores de carga, um para cada fotodiodo. Dessa forma, é possível obter-se ganho óptico no valor de quatro vezes, além dos ganhos elétricos encontrados no circuito de condicionamento. A Figura 15 apresenta os amplificadores de carga utilizados no condicionamento dos fotorreceptores.

Figura 15 – Esquema do amplificador de carga utilizado no condicionamento dos fotodiodos.



O circuito da Figura 15 foi desenvolvido utilizando-se o amplificador operacional TL082, cujas principais características foram apresentadas na Tabela 5. Na realimentação deste estágio existem, em sua composição, elementos ativos e reativos. Dessa forma, escolhendo adequadamente os valores do conjunto RC, é possível atenuar as frequências superiores à faixa considerada de interesse, fazendo com que o circuito também funcione como um limitador da banda de frequência.

Os circuitos constituídos de elementos reativos, não apresentam resposta linear em função da frequência. Assim sendo, é importante realizar o estudo deste comportamento através do emprego de funções de transferências. Como já mencionado, o esquema eletrônico da Figura 15 apresenta os quatro amplificadores de carga utilizados no circuito de condicionamento, que possuem as mesmas características de funcionamento. Portanto, a análise seguinte será realizada para apenas um amplificador de carga. A Equação (18) apresenta a função de transferência correspondente ao primeiro estágio de condicionamento do sinal refletido:

$$V_{Fotodiodo1} = I_{Fotodiodo1} \times \frac{\frac{-1}{C_5}}{s + \frac{1}{R_1 C_5}} + VREF [V] \quad (18)$$

A escolha dos componentes passivos da Equação (18) levou em consideração a posição desejada do polo formado pela associação RC. Na Seção 3.1, foi visto que o sinal emitido é modulado na frequência 340 Hz, sendo assim necessário ajustar o circuito de condicionamento para o mesmo ponto de trabalho. Utilizando-se destas informações, a Tabela 7 ilustra o valor dos componentes adotados, bem como as respectivas informações de tolerância e incerteza padrão.

Tabela 7 - Valores relacionados aos componentes passivos dos amplificadores de carga.

Componente	Valor	Tolerância	Incerteza Padrão
$R_1, R_2, R_3$ e $R_4$	1 k $\Omega$	10 %	$\pm 57,7 \Omega$
$C_5, C_6, C_7$ e $C_8$	220 nF	20 %	$\pm 25,4$ nF

Substituindo-se os valores contidos na Tabela 7, inerentes aos componentes passivos do primeiro estágio de condicionamento, na Equação (18), é possível obter-se a relação matemática correspondente a este bloco em termos numéricos. Assim sendo, a função de transferência do circuito amplificador de carga encontra-se apresentada na Equação (19):

$$V_{Fotodiodo1} = I_{Fotodiodo1} \times \frac{-4545454,54}{s + 4545,45} + VREF [V] \quad (19)$$

Utilizando-se a definição matemática da sensibilidade, apresentada na Equação (5), na equação do circuito amplificador de carga adotado neste trabalho, presente na Equação (19), pode-se chegar à sensibilidade em função da frequência deste bloco do circuito de condicionamento, ilustrada na Equação (20):

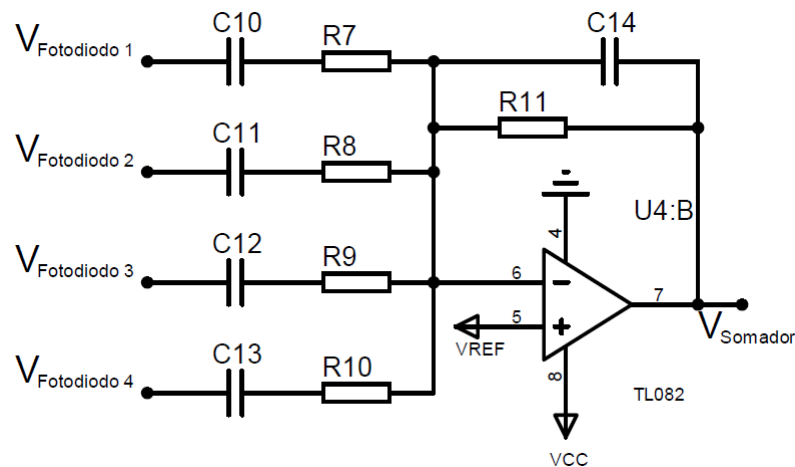
$$S_{Fotodiodo1}(s) = \frac{-4545454,54}{s + 4545,45} \left[ \frac{V}{A} \right] \quad (20)$$

Analisando-se a Equação (20), nota-se que a sensibilidade do circuito amplificador de carga adotado, não é dependente da tensão de referência  $VREF$ , presente na Equação (19). Portanto, a amplitude do sinal modulado, captado pelos fotorreceptores, será correspondente apenas à intensidade luminosa refletida.

### 3.2.3 Circuito Somador com Limitação da Banda de Frequência

Após a transformação dos sinais de corrente provenientes dos fotodiodos em sinais de tensão, foi necessário somar essas grandezas elétricas, para que se consiga adquirir todas as informações em apenas um canal. Para tanto, adotou-se o circuito somador inversor com limitação da banda de frequência inferior e superior, de modo a restringir a soma aos limites da frequência de interesse. A Figura 16 apresenta o circuito somador utilizado, ilustrando as respectivas grandezas elétricas envolvidas no condicionamento.

Figura 16 – Esquema do circuito somador dos sinais dos amplificadores de carga.



Observando-se a Figura 16, percebe-se que os sinais provenientes dos quatro amplificadores de carga, chegam ao circuito somador e são submetidos às mesmas condições de resposta em frequência, levando em consideração que os capacitores e resistores conectados ao pino negativo do amplificador operacional possuem o mesmo valor. Desse modo, o ganho e o atraso de fase aplicados aos sinais  $V_{Fotodiodo1}$ ,  $V_{Fotodiodo2}$ ,  $V_{Fotodiodo3}$  e  $V_{Fotodiodo4}$  possuirão o mesmo comportamento em toda a banda de frequência. Diante disso, é possível chegar a uma função de transferência, que apresenta a saída  $V_{Somador}$  em função da soma dos quatro sinais de entrada, ilustrada na Equação (21):

$$V_{Somador} = V_{REF} + \frac{-sR_{11}C_{10}}{R_7R_{11}C_{10}C_{14}s^2 + (R_7C_{10} + R_{11}C_{14})s + 1} \times (V_{Fotodiodo1} + V_{Fotodiodo2} + V_{Fotodiodo3} + V_{Fotodiodo4}) [V] \quad (21)$$

Analisando-se a Equação (21), pode-se notar que o circuito somador empregado, possui ganho DC e ganho de altas frequências tendendo à zero. Tais características são essenciais no desenvolvimento deste trabalho, pois a intensidade luminosa solar gera uma corrente contínua nos fotodiodos, que quando não filtrada pode atribuir erros sistemáticos na medição das reflectâncias. Já a atenuação dos ganhos de alta frequência possibilita a amostragem de sinal sem a ocorrência de *Aliasing*.

A escolha dos componentes passivos, envolvidos neste bloco do circuito de condicionamento foi realizada de forma a ajustar a banda de frequência passante à frequência de modulação dos sinais. Para tanto, foi desenvolvido um *script* no *software* MATLAB, de modo a calcular a localização dos polos de maneira iterativa, possibilitando a opção pela melhor associação de componentes. A Tabela 8 apresenta a relação dos resistores e capacitores utilizados, bem como as características de tolerância e incerteza padrão, referente a estes.

Tabela 8 - Valores relacionados aos componentes passivos do circuito somador.

Componente	Valor	Tolerância	Incerteza Padrão
$R_7, R_8, R_9$ e $R_{10}$	1 k $\Omega$	10 %	$\pm 57,7 \Omega$
$C_{10}, C_{11}, C_{12}$ e $C_{13}$	470 nF	20 %	$\pm 54,2$ nF
$R_{11}$	68 k $\Omega$	10 %	$\pm 3,93$ k $\Omega$
$C_{14}$	4,7 nF	20 %	$\pm 543$ pF

A Equação (21) representa a função de transferência do circuito somador de forma algébrica. Substituindo-se na Equação (21) os valores contidos na Tabela 8, pode-se encontrar a função de transferência deste bloco do circuito, apresentada na Equação (22):

$$V_{Somador} = V_{REF} + \frac{-212765,96 s}{s^2 + 5256,57s + 6657257,74} \times (V_{Fotodiodo1} + V_{Fotodiodo2} + V_{Fotodiodo3} + V_{Fotodiodo4}) [V] \quad (22)$$

O circuito somador possui quatro variáveis de entrada, referentes aos sinais provenientes de cada fotodiodo. Porém, todas são submetidas às mesmas condições de ganho, através do emprego de componentes de mesmo valor nominal. Portanto, as relações matemáticas, que expressam a taxa de variação da tensão elétrica  $V_{Somador}$  com relação a cada entrada, são idênticas e se encontram apresentadas na Equação (23):

$$S_{Somador} = \frac{-212765,96 s}{s^2 + 5256,57s + 6657257,74} \left[ \frac{V}{V} \right] \quad (23)$$

### 3.2.4 Circuitos de Ganho com Limitação da Banda de Frequência

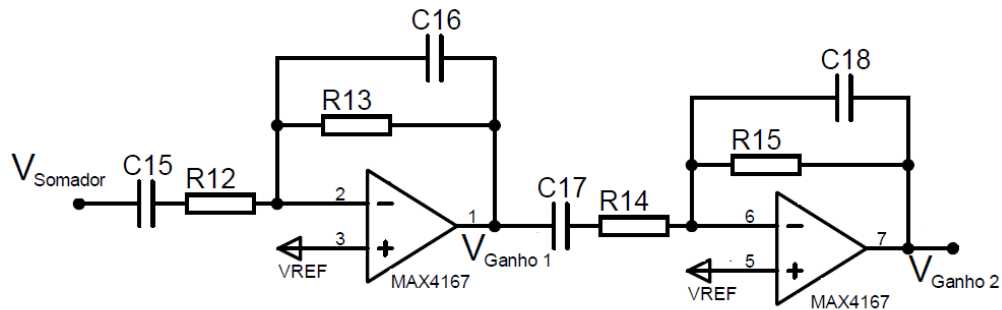
Após realizar-se a soma dos quatro sinais de tensão provenientes dos fotodiodos, ainda é necessário elevar a tensão elétrica do sinal, de modo a adequar os seus limites de excursão. De maneira semelhante à adotada no estágio anterior, empregou-se a limitação de banda como forma de evitar a propagação de ruídos, atenuando ainda mais as componentes de alta frequência que são absorvidas pelos sensores, bem como eliminando ruídos inerentes aos amplificadores operacionais.

Para que não se faça necessário à aplicação de ganhos elevados ao sinal de tensão em apenas um estágio, foram projetados dois blocos de ganho de mesma topologia ligados em



cascata. O amplificador operacional utilizado nestes circuitos foi o MAX4167 (MAXIM, 2007), cujas principais características encontram-se apresentadas na Tabela 2. A Figura 17 ilustra os dois estágios de ganho conectados em série.

Figura 17 – Esquema do primeiro e do segundo circuito de ganho com limitação de banda.



Os estágios de ganho apresentados na Figura 17, possuem equacionamento semelhante ao circuito somador (Seção 3.2.3). Porém, neste caso existe apenas uma entrada em cada um dos blocos. Portanto, de forma similar à anterior foi possível chegar às funções de transferência de ambos os circuitos de ganho, a primeira relacionando os sinais  $V_{Fotodiodo}$  e  $V_{Ganho1}$ , e a segunda relacionando os sinais  $V_{Ganho1}$  e  $V_{Ganho2}$ , apresentadas respectivamente na Equação (24) e na Equação (25):

$$V_{Ganho1} = \frac{-sR_{13}C_{15}}{R_{12}R_{13}C_{15}C_{16}s^2 + (R_{12}C_{15} + R_{13}C_{16})s + 1} \times V_{Fotodiodo} + VREF [V] \quad (24)$$

$$V_{Ganho2} = \frac{-sR_{15}C_{17}}{R_{14}R_{15}C_{17}C_{18}s^2 + (R_{14}C_{17} + R_{15}C_{18})s + 1} \times V_{Ganho1} + VREF [V] \quad (25)$$

A escolha dos resistores dos circuitos de ganho passou pelas características obtidas dos ensaios preliminares, a cerca das amplitudes dos sinais adquiridos pelos fotorreceptores.

As bandas de frequência passante de ambos os circuitos implicaram diretamente nos valores dos capacitores presentes no esquema eletrônico, de modo a ajustar-se às faixas à frequência de modulação dos sinais emitidos. A Tabela 9 apresenta o valor dos componentes passivos dos blocos de ganho com limitação de banda, e também os seus respectivos valores de tolerância e incerteza padrão:

Tabela 9 - Valores relacionados aos componentes passivos dos circuitos de ganho com limitação de banda.

Componente	Valor	Tolerância	Incerteza Padrão
$R_{12}$ e $R_{14}$	1 k $\Omega$	10 %	$\pm 57,7 \Omega$
$C_{15}$ e $C_{17}$	470 nF	20 %	$\pm 54,2$ nF
$R_{13}$	68 k $\Omega$	10 %	$\pm 3,93$ k $\Omega$
$R_{15}$	47 k $\Omega$	10 %	$\pm 2,71$ k $\Omega$
$C_{16}$ e $C_{18}$	4,7 nF	20 %	$\pm 543$ pF

Analogamente ao que foi feito nas seções anteriores, é possível descrever as relações matemáticas, contidas na Equação (24) e na Equação (25), em termos numéricos. A Equação (26) e a Equação (27) apresentam respectivamente, as funções de transferência inerentes ao primeiro e ao segundo estágio de ganho com limitação de banda:

$$V_{Ganho1} = \frac{-212765,96s}{s^2 + 5256,57s + 6657257,74} \times V_{Fotodiodo} + VREF [V] \quad (26)$$

$$V_{Ganho2} = \frac{-212765,96s}{s^2 + 6654,59s + 9631777,16} \times V_{Ganho1} + VREF [V] \quad (27)$$

Através da Equação (26) e da Equação (27), é possível encontrar a relação matemática que expressa a sensibilidade de cada bloco em função da frequência. A Equação (28) e a Equação (29) apresentam em ordem as sensibilidades relativas ao primeiro e ao segundo circuito de ganho com limitação de banda:

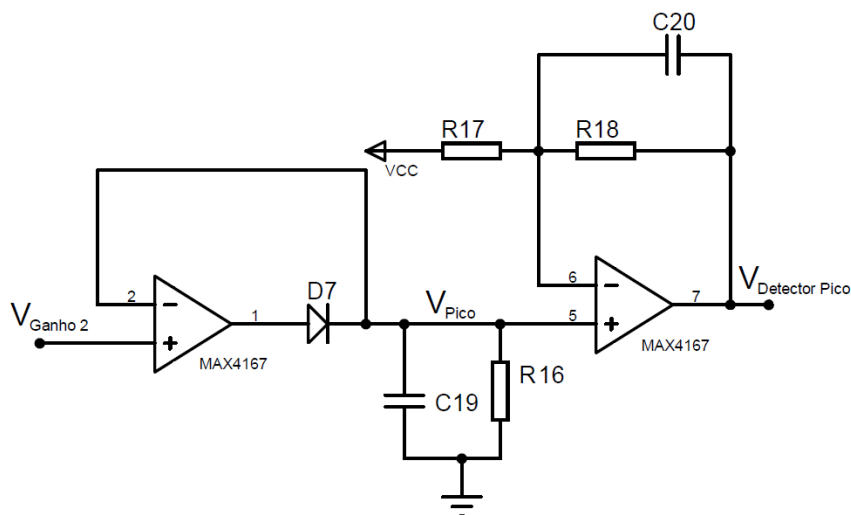
$$S_{Ganho2} = \frac{-212765,96s}{s^2 + 6654,59s + 9631777,16} \left[ \frac{V}{V} \right] \quad (28)$$

$$S_{Ganho2} = \frac{-212765,96s}{s^2 + 6654,59s + 9631777,16} \left[ \frac{V}{V} \right] \quad (29)$$

### 3.2.5 Circuito Detector de Pico com Estágio de Ajuste do Nível DC

O último estágio antes da aquisição do sinal, por parte do AD do microcontrolador, é o estágio de detecção de pico. Esta etapa é responsável por determinar, através de uma associação RC, o valor máximo que o sinal alternado possui em um determinado intervalo de tempo. Utilizando essa técnica, pode-se reduzir a taxa de aquisição imposta ao microcontrolador, já que não será necessária a reconstrução do sinal, apenas a leitura de um valor DC, que se altera no tempo de acordo com a constante RC. A Figura 18 ilustra o circuito detector de pico utilizado neste trabalho.

Figura 18 - Esquema do circuito detector de pico.



Observando-se o circuito da Figura 18, é importante ressaltar que o sinal proveniente do bloco de ganho é conectado na entrada não inversora do primeiro amplificador

operacional, garantindo alta impedância e fidelidade ao sinal. O segundo ponto é a posição do polo da configuração passa baixas formada pelo capacitor  $C_{19}$  e pelo resistor  $R_{16}$ , que deve ser muito menor que a frequência do sinal recebido. Assim sendo, pode-se assumir que o comportamento da tensão neste nó é um sinal DC correspondente a amplitude da tensão elétrica que chega ao primeiro amplificador operacional.

Outra observação pode ser feita sobre a característica do sinal passa baixa resultante no capacitor  $C_{19}$  e no resistor  $R_{16}$ . O sinal passa-baixa carrega a informação de pico do sinal alternado, mais o nível DC correspondente à metade da tensão de alimentação, fornecida pela referência de tensão  $V_{REF}$ . Dessa forma, mesmo que a amplitude do sinal alternado fosse zero, a tensão passa-baixa seria de 2,5 V, correspondente à tensão de referência. Assim, a excursão de sinal no AD do microcontrolador seria limitada à metade (de 2,5 V a 5 V), desperdiçando-se a resolução disponível no dispositivo.

Nesse contexto, o segundo amplificador operacional além de garantir a alta impedância necessária para que o RC passa-baixa desempenhe um bom funcionamento, tem a função de eliminar o nível DC proveniente da tensão de referência, e multiplicar a informação de amplitude por dois, fazendo com que ela utilize toda a excursão do AD do microcontrolador. Por fim, destaca-se, que o capacitor  $C_{20}$  tem a função de realizar o último processo de filtragem evitando *Aliasing* na aquisição dos respectivos dados.

Com base nas informações mencionadas, pode-se chegar a uma função de transferência correspondente ao circuito detector de pico com ajuste do nível DC. A Equação (30) apresenta a função de transferência referida.

$$V_{DetectPico} = \left( \frac{R_{18}}{R_{17}R_{18}C_{20}s + R_{17}} + 1 \right) \times V_{Pico} - VCC [V] \quad (30)$$

A escolha dos componentes deste bloco do circuito de condicionamento levou em consideração dois aspectos importantes: a necessidade do ganho DC ser igual a dois, e a necessidade do polo ser o menor possível, evitando *Aliasing* na aquisição dos sinais DC. A Tabela 10 apresenta os valores relacionados aos componentes deste bloco do circuito de condicionamento.

Tabela 10 - Valores relacionados aos componentes passivos do circuito detector de pico.

Resistor	Valor	Tolerância	Incerteza Padrão
$R_{16}$	1 k $\Omega$	10 %	$\pm 57,7 \Omega$
$C_{19}$	10 $\mu$ F	20 %	$\pm 1,15 \mu$ F
$R_{18}$ e $R_{17}$	100 k $\Omega$	10 %	$\pm 5,77$ k $\Omega$
$C_{20}$	470 nF	20 %	$\pm 54,3$ nF

De forma idêntica ao que foi elaborado nas seções anteriores, é possível utilizar os valores apresentados na Tabela 10, para rescrever a função de transferência deste bloco do circuito de condicionamento, em termos numéricos. A Equação (31) apresenta a referida relação matemática:

$$V_{DetectPico} = \left( \frac{s + 42,56}{s + 21,28} \right) \times V_{Pico} - VCC [V] \quad (31)$$

Segundo a relação matemática contida na Equação (5), derivando-se a Equação (31), pode-se chegar à função de sensibilidade deste bloco do circuito de condicionamento, referente ao valor de pico do sinal AC ( $V_{Pico}$ ). Por fim, a Equação (32) apresenta a sensibilidade do circuito detector de pico, em função da frequência:

$$S_{DetectPico} = \left( \frac{s + 42,56}{s + 21,28} \right) \left[ \frac{V}{V} \right] \quad (32)$$

### 3.3 Cadeia de Medidas Proposta

Após a fase de definição dos blocos do circuito de condicionamento, bem como, do circuito de emissão de sinal, deu-se o início do projeto da Cadeia de Medidas Proposta. Para tanto, foram realizados testes preliminares, utilizando o circuito de emissão desenvolvido e os dos primeiros estágios do circuito de condicionamento (amplificador de carga e somador). Sabendo-se a sensibilidade dos blocos envolvidos nos testes, foi possível encontrar a faixa de amplitude dos sinais que são detectados pelos fotorreceptores.

É importante ressaltar que, os fotodiodos são mais sensíveis aos comprimentos de onda próximos ao infravermelho, como se pode visualizar na Figura 11. Na Seção 2.1 foi mencionado que, em um contexto geral, se espera que a radiação infravermelha seja mais refletida que a vermelha. Dessa forma, como ambos os canais possuem o mesmo circuito de condicionamento, apenas são multiplexados no tempo, os sinais provenientes da emissão do comprimento de onda infravermelho que são limitantes no cálculo dos ganhos.

Através dos testes realizados em um gramado, com medições a 27 cm do solo, verificou-se que a intensidade máxima de corrente gerada em cada fotodiodo, quando submetidos à reflectância dos sinais infravermelhos, era de 7 nA. Com isso, determinou-se que no projeto da cadeia de medidas, seria fixada uma corrente máxima gerada de 10 nA, estipulando-se uma margem de 3 nA em relação ao que foi medido.

Considerando-se que existem quatro fotodiodos, responsáveis pela leitura dos sinais, a sensibilidade de cada bloco do circuito de condicionamento foi escolhida levando-se em consideração uma corrente total gerada de 40 nA. Os amplificadores de carga, que correspondem ao primeiro estágio de obtenção dos sinais, foram projetados de modo que a corrente DC proveniente da intensidade luminosa solar (cerca de 1 mA), não provocasse a saturação dos canais. As sensibilidades dos demais estágios foram definidas, mantendo-se certa homogeneidade entre seus valores.

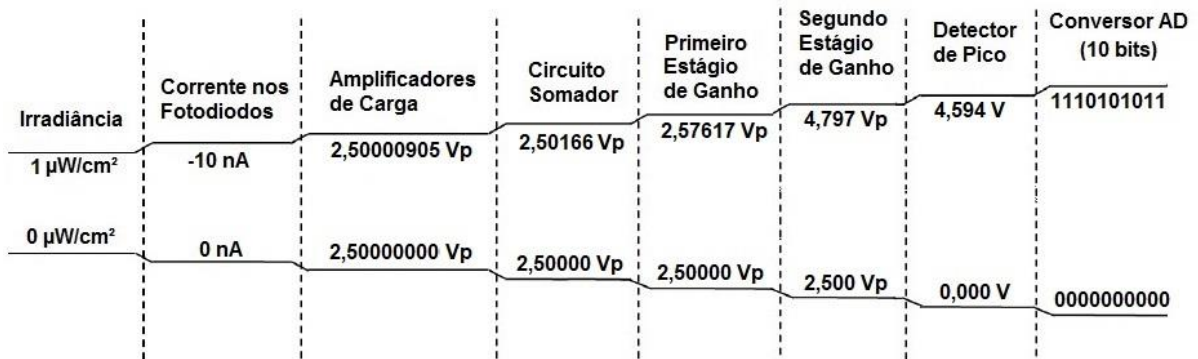
Ainda sobre os valores de sensibilidades, para obtenção dos seus valores, foram utilizadas as seguintes equações apresentadas na Seção 3.2 (Equação (20), Equação (23), Equação (28), Equação (29) e Equação (32)), referentes às sensibilidades de cada um dos estágios, onde a frequência empregada é a frequência de modulação de sinais emitidos (340 Hz). As resoluções de entrada e saída foram obtidas de maneira inversa, levando-se em consideração a resolução do AD do microcontrolador, visto que se trata de um circuito de condicionamento analógico, sendo o conversor o fator limitante destas grandezas. Os valores de sensibilidade, resolução de entrada e resolução de saída, encontram-se apresentadas na Tabela 11:

Tabela 11 - Valores de sensibilidade, resolução de entrada e resolução de saída, referentes a cada bloco do circuito de condicionamento.

Estágios do Circuito de Condicionamento	Sensibilidade	Resolução de Entrada	Resolução de Saída
Amplificador de carga	905 V/A	42,4 pA	38,4 nV
Circuito Somador	45,9V/V	38,4 nV	1,76 $\mu$ V
Circuito de Ganho 1	45,9 V/V	1,76 $\mu$ V	80,9 $\mu$ V
Circuito de Ganho 2	30,2 V/V	80,9 $\mu$ V	2,44 mV
Circuito Detector de Pico	2 V/V	2,44 mV	4,88 mV
Conversor Analógico - Digital	205 $V^{-1}$	4,88 mV	1 un

Em sistemas de instrumentação, também é usual caracterizar os blocos do circuito de condicionamento quanto à incerteza combinada e ao erro de linearidade. Porém, neste trabalho, ambas as definições serão analisadas de forma geral, observando o protótipo como um todo. Os procedimentos desenvolvidos, para as referidas análises, encontram-se apresentados na Seção 3.6 e na Seção 3.7. Utilizando os valores fornecidos na Tabela 11, foi possível construir a Cadeia de Medidas Proposta, para o circuito de condicionamento do sinal refletido, apresentada na Figura 19.

Figura 19 - Cadeia de medidas proposta.



Os limites do circuito somador presente na Cadeia de Medidas Proposta da Figura 19, incluem a soma dos valores de tensão provenientes dos quatro amplificadores de carga, além do ganho empregado neste estágio. O limite superior do circuito detector de pico fica abaixo de 5V. Portanto, o circuito de condicionamento de sinais projetado suportaria sinais de entradas superiores aos esperados.

### 3.4 Firmware Utilizado no Microcontrolador

O microcontrolador, presente na placa de circuito impresso desenvolvida através do esquema eletrônico, se fez útil na fase de aquisição dos sinais. Após o condicionamento da informação refletida, o conversor AD transforma o que foi detectado pelos sensores ópticos em um valor numérico, para que posteriormente possa se fazer o cálculo do NDVI, e informar os dados obtidos no *display* LCD. Neste trabalho, o microcontrolador utilizado foi o PIC16F1807, onde além do conversor Analógico – Digital, fez-se uso de outros periféricos, tais como: o conversor Digital – Analógico, os *timers* e as interrupções.

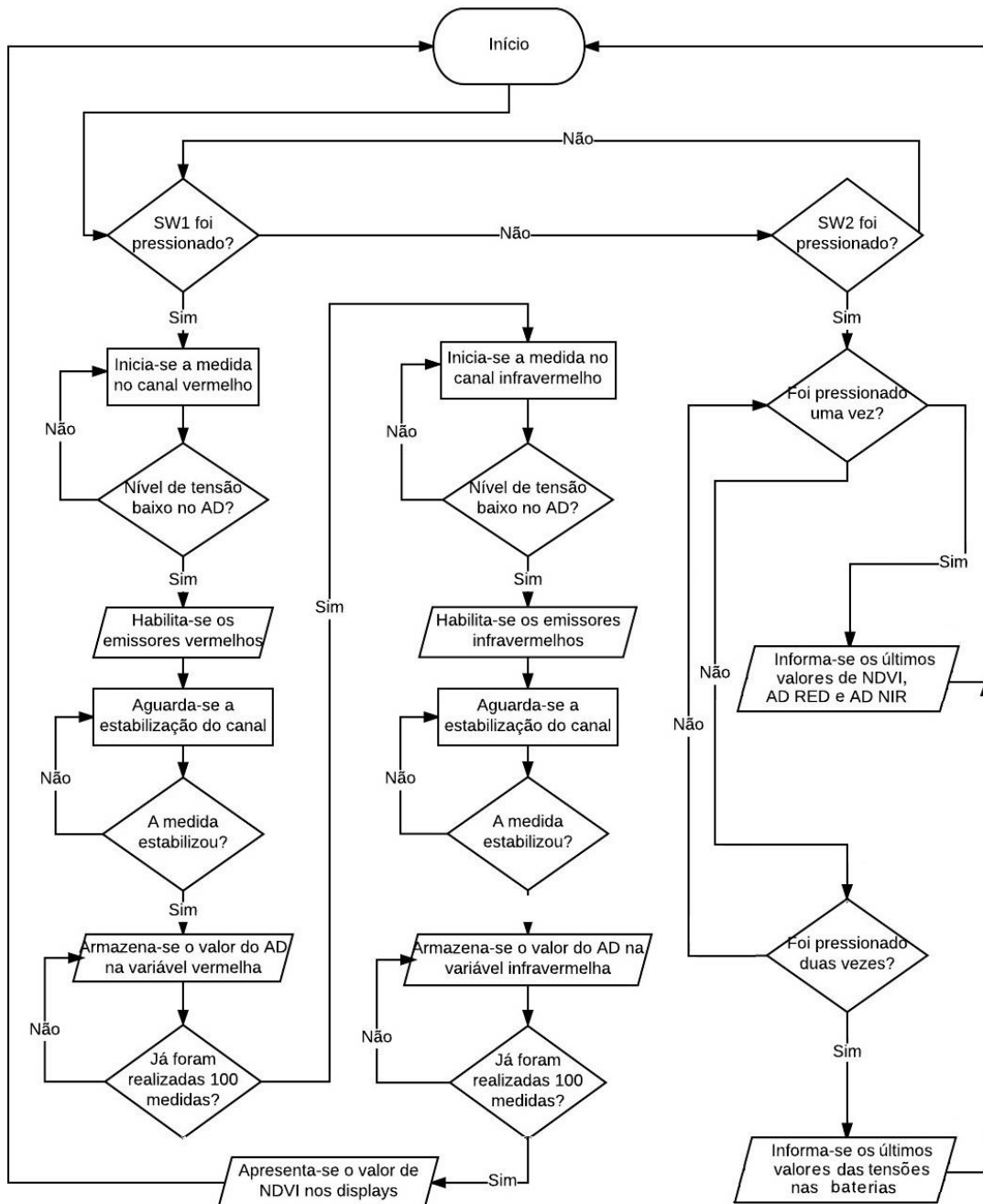
#### 3.4.1 Apresentação do Firmware Desenvolvido

O algoritmo empregado no microcontrolador teve a função de gerenciar os periféricos utilizados, bem como, realizar o acionamento do *display* LCD e também interpretar o



procedimento solicitado, através do acionamento dos *switchs* presentes na PCB. A rotina foi desenvolvida no *software* MPLAB X IDE (v.3.60), própria para confecção de *firmwares* utilizados em microcontroladores produzidos pela empresa Microchip. A Figura 20 apresenta o fluxograma geral do algoritmo desenvolvido.

Figura 20 - Fluxograma geral do *firmware* desenvolvido.



Conforme é evidenciado na Figura 20, o *firmware* é composto por dois blocos principais: o de realização de uma nova medida, referente ao acionamento do SW1; e o de apresentação da última medida e monitoramento das baterias, iniciando-se quando o SW2 é pressionado.

Como a medida de reflectância de ambos os comprimentos de onda utiliza o mesmo circuito de condicionamento de sinal, é necessário à elaboração de uma rotina que garanta a não interferência das informações. A constante RC presente no circuito detector de pico da Figura 18 é muito alta (10 ms), pelo fato de ser necessário transformar o sinal sinusoidal de 340 Hz em um nível DC correspondente ao seu valor de pico. Conseqüentemente, fazendo-se uma análise qualitativa, a taxa de decaimento da tensão presente neste nó acaba sendo lenta e dependente da amplitude DC, já que para níveis maiores de tensão, o tempo necessário para o capacitor descarregar, até um mesmo nível qualquer, será superior. Assim sendo, apenas introdução de um *delay* na rotina, não é a maneira mais otimizada de resolver esta questão.

O modo encontrado foi de monitorar o nível de tensão presente no AD do microcontrolador, aguardando o decaimento deste, a um nível pré-estabelecido de 25 mV. Este monitoramento ocorre sempre que uma nova medida é solicitada ou no intervalo entre as medidas dos dois comprimentos de onda, garantindo assim que a tensão presente no detector de pico seja proveniente apenas da medida do atual comprimento de onda.

Qualitativamente, o tempo de carga da constante RC é tão alto quanto o seu tempo de descarga. Assim sendo, após iniciar a emissão de um dos comprimentos de onda para a realização de uma medida, é necessário aguardar que o nível de tensão elétrica presente no detector de pico estabilize, antes de se iniciar a aquisição dos valores que comporão a média. Da mesma forma que no caso anterior, do tempo de descarga da constante, o tempo para estabilização é variável e dependente da amplitude DC, ou da magnitude refletida e detectada pelos sensores ópticos. Portanto, é mais eficiente monitorar a tensão elétrica convertida pelo

AD, até constatar-se a estabilização do sinal, do que aguardar um tempo fixo, que por vezes pode não ser necessário.

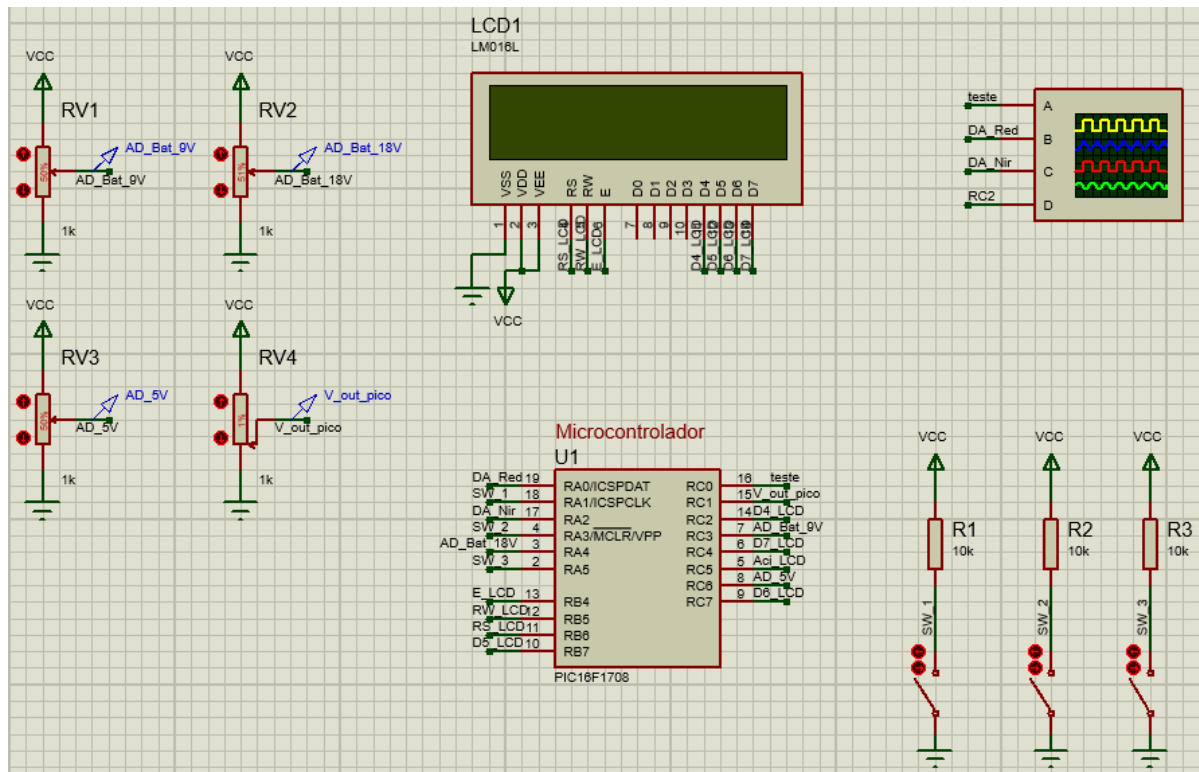
No processo de calibração do protótipo, além de se visualizar o valor de NDVI determinado, é necessário informa os valores convertidos pelo AD, inerentes às reflectâncias de cada comprimento de onda. Dessa forma, parte do algoritmo desenvolvido é responsável pela apresentação, no *display* LCD, dos valores salvos relativos à última medição. Para o acionamento de tal função, deve-se pressionar o SW2 uma vez.

Outro ponto que se julgou importante foi o de acompanhar os níveis de tensão das baterias, para que seja possível detectar a descarga das células. Assim, pressionando o SW2 uma segunda vez, o microcontrolador, através da leitura de outros três canais de AD, informa no *display* LCD os valores de tensão das duas baterias de 9 V e o valor presente na saída do regulador de tensão de 5 V.

### **3.4.2 Testes Realizados no *Software* PROTEUS**

Antes de avaliar-se o desempenho do *firmware* desenvolvido no microcontrolador, foram realizados testes no *software* PROTEUS 8 PROFESSIONAL (v.8.0), visando à correção de falhas, detectados através da simulação. Este ambiente permite a importação da rotina desenvolvida, através do correspondente arquivo hexadecimal (código de máquina). A ferramenta também possui em sua biblioteca diversos modelos de microcontroladores, viabilizando a simulação completa do código desenvolvido. Esta estratégia possibilitou que os problemas encontrados no funcionamento da rotina, fossem solucionados de forma rápida, dispensando o uso do microcontrolador em um primeiro momento. A Figura 21 apresenta o *layout* de teste desenvolvido no *software* PROTEUS 8 PROFESSIONAL (v.8.0).

Figura 21 - *Layout* de testes do *firmware* no PROTEUS 8 PROFESSIONAL (v.8.0).

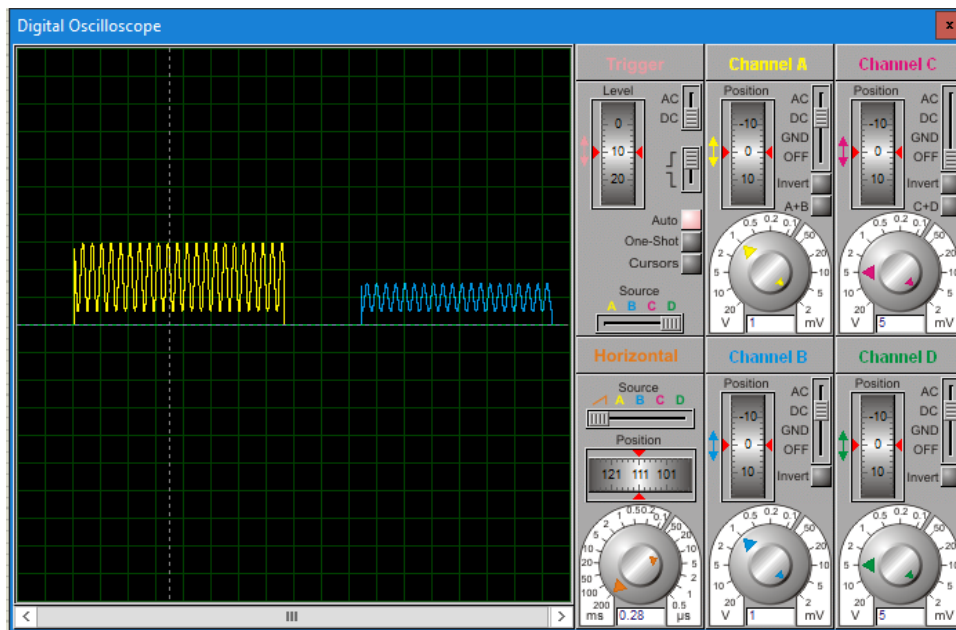


Pode-se visualizar na Figura 21 que, o *layout* de testes desenvolvido no *software* PROTEUS 8 PROFESSIONAL (v.8.0) contempla todas as funções utilizadas no protótipo, possibilitando a simulação completa dos elementos que compõem o algoritmo. O RV1, presente na Figura 21 simula a tensão disponibilizada à entrada do conversor AD do microcontrolador, fazendo o papel do circuito condicionador. Assim, é possível calcular os valores de NDVI, alterando o valor da resistência RV1. Os demais resistores variáveis presentes na simulação simulavam as tensões das baterias e a tensão de saída do regulador de tensão, que são apresentadas no *display*, também presente na simulação.

Ainda no *software* PROTEUS 8 PROFESSIONAL (v.8.0) é possível analisar os sinais gerados, por parte do microcontrolador, através de um osciloscópio digital, que possui a capacidade de visualização de quatro canais simultâneos. Este recurso foi utilizado na análise dos sinais de controle fornecidos às fontes de corrente dos circuitos de emissão. A Figura 22,

apenas como exemplo, apresenta um determinado resultado simulado, no correspondente trabalho.

Figura 22 - Simulação das tensões de controle das fontes de corrente.



A Figura 22 apresenta a simulação do funcionamento das tensões de controle, geradas pelo conversor DA do microcontrolador, durante a execução as medidas de reflectância, para o correspondente cálculo de NDVI. A tensão de controle representada em cor amarela na Figura 22 é referente aos emissores vermelhos e a tensão de controle em cor azul é aplicada ao comprimento de onda infravermelho. Pode-se notar um espaço entre o término da primeira onda e o início da segunda. Este intervalo de tempo é gerado pelo microcontrolador, durante a espera pela estabilização do sinal presente no detector de pico, cujo valor é alterado, na simulação, através de RV1. Portanto, através deste procedimento de simulação foi possível analisar o comportamento do algoritmo proposto.

### 3.5 Procedimento Experimental para Calibração do Sistema

Ao término do desenvolvimento do *hardware* e do *firmware* iniciou-se a fase de calibração do protótipo. Em função disso, foram selecionados e utilizados corpos de prova,

cuja resposta espectral era conhecida na faixa de interesse (de 550 nm a 950 nm). Utilizando essas amostras, foram medidos os valores de tensão elétrica, proporcionais às reflectâncias de cada comprimento de onda, quando o protótipo se encontrava a  $27 \pm 0,05$  cm dos corpos de prova, fixado através de um suporte construído para tal fim.

A análise espectral dos corpos de prova foi realizada no Centro de Espectroscopia Óptica de Materiais do Departamento de Física da Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Foram ensaiados dez tipos diferentes de cartolina com o espectrofotômetro CARY 5000 (VARIAN, 2004). Este instrumento forneceu as medidas de reflectância total de forma percentual, com resolução de 1 nm no eixo do comprimento de onda.

### **3.5.1 Caracterização Espectral das Amostras**

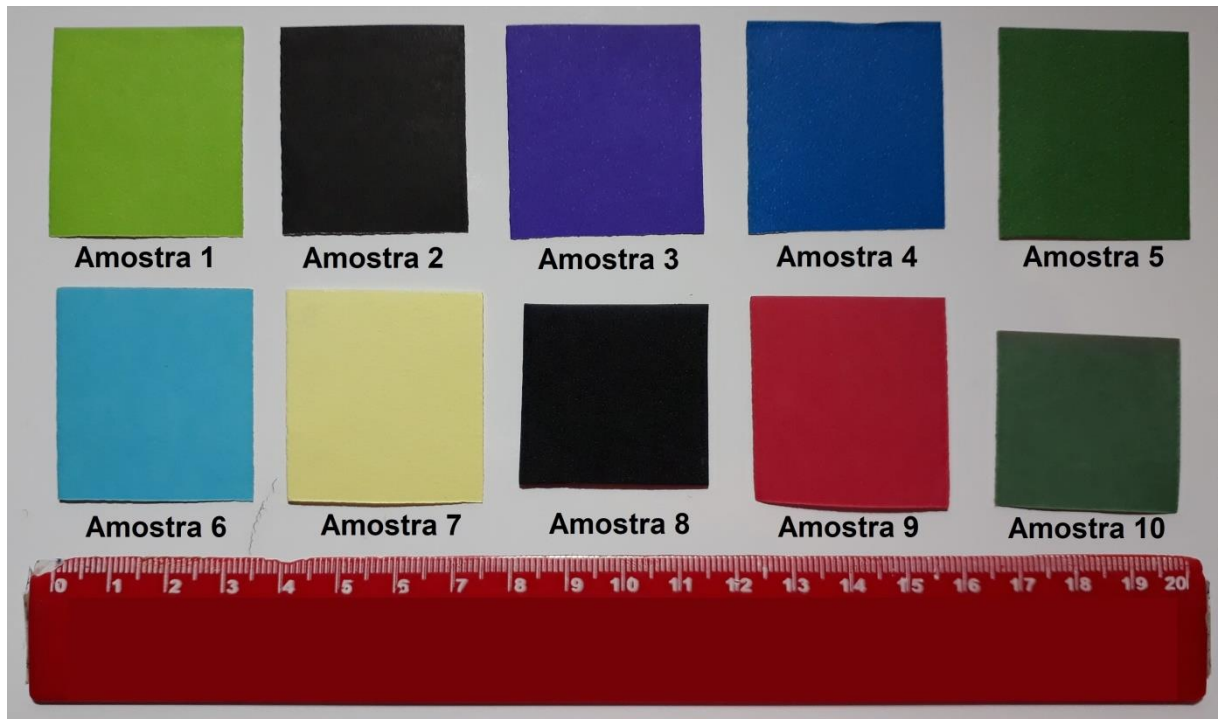
O processo de calibração desenvolvido buscou relacionar os níveis de reflectâncias das amostras, com os valores de tensão adquiridos pelo protótipo, quando o mesmo era submetido às condições da referida amostra. Assim sendo, o primeiro passo foi definir os corpos de prova que seriam utilizados no processo de calibração, e posteriormente levantar as suas respostas espectrais, quando submetidos às intensidades luminosas da faixa de frequência de interesse (550 nm a 950 nm).

Partindo do pressuposto de que se conhecendo o comportamento óptico de uma determinada amostra, torna-se viável a utilização deste determinado corpo de prova, optou-se pelo uso de cartolinas de diferentes cores. Fato que facilita a obtenção dos materiais, bem como permite uma fácil estimativa do comportamento espectral através da sua cor.

Com base na premissa anterior, pode-se afirmar, de forma simplificada, que o sinal detectado pelo protótipo é diretamente proporcional à intensidade luminosa refletida pelo material. Desta maneira, medindo-se os valores de tensão, gerados pelos sinais absorvidos, quando se submete o equipamento a dois corpos de prova distintos, porém com

comportamentos espectrais conhecidos, é possível determinar uma função de transferência entre as duas grandezas, visto que esse comportamento é linear. Contudo, optou-se pelo uso de mais de duas amostras, diminuindo a suscetibilidade a erros aleatórios no processo de calibração. A Figura 23 apresenta as amostras utilizadas no processo de calibração.

Figura 23 – Fotos dos corpos de prova utilizados neste procedimento de calibração.



O espectrofotômetro, CARY 5000, utilizado no levantamento do comportamento das amostras, é capaz de trabalhar na faixa de 175 nm a 3300 nm. O fabricante VARIAN, ainda garante incerteza em medidas de reflectância menores do que  $8 \times 10^{-8} \%$ , utilizando-se filtros de correção na faixa do comprimento de onda azul. Com esse equipamento, ainda é possível realizar outras medida da esfera óptica, como a transmitância de um determinado corpo. A Figura 24 ilustra o espectrofotômetro presente no CEOMAT (Centro de Espectrografia Óptica de Materiais).

Figura 24 – Foto do espectrofotômetro VARIAN CARY 5000.



Como mencionado anteriormente, as amostras apresentadas na Figura 23 foram ensaiadas no espectrofotômetro VARIAN CARY 5000, presente na Figura 24. As respostas espectrais das amostras foram salvas, automaticamente pelo equipamento, em um arquivo Excel, onde a primeira coluna era o comprimento de onda em nm e as demais colunas ilustravam as magnitudes das reflectâncias das amostras em termo percentuais. Desta maneira foram obtidos os corpos padrões utilizados no processo de calibração, cujas respostas de reflectâncias são conhecidas e podem ser relacionadas com os valores de tensão gerados pelo protótipo, quando submetido a medições das respectivas amostras.

### **3.5.2 Procedimentos de Calibração do Sistema**

O processo de calibração utilizado neste trabalho visa converter os níveis de tensão elétrica, adquiridos pelo conversor AD do microcontrolador, no valor do índice NDVI. Para tanto, desenvolveu-se um procedimento experimental para possibilitar encontrar uma função de conversão entre o valor digital calculado pelo processador, e o valor de reflectância ao qual o protótipo se encontra imerso.



Além das características dos materiais, existem outros fatores que podem influenciar no experimento, aderindo erros ao processo, como eventuais desvios no direcionamento dos emissores e a presença de uma película de sujeira sobre os fotorreceptores. Porém, além dos problemas anteriormente mencionados, o fator mais impactante é altura entre o conjunto de fotorreceptores ópticos e a cultura agrônômica, pois se esta altura não for devidamente gerenciada, no processo de calibração, pode acabar mascarando os resultados do experimento.

Conforme (BELWARD, 1991) o NDVI é uma medida normalizada, composta pelo resultado da subtração dos índices de reflectâncias dos comprimentos de onda envolvidos. Assim sendo, se em condições de utilização do protótipo, a alteração dos padrões de altura em relação ao objeto de medida, provocar uma variação na intensidade luminosa de forma proporcional, para ambos os comprimentos de onda, o valor final do índice não será alterado. Porém, na fase de calibração, os valores de tensão medidos, correspondem diretamente à reflectância, e não ao NDVI. Portanto é importante que a altura seja mantida constante durante o experimento.

Após alguns testes realizados com o protótipo, estipulou-se que a altura padrão para a realização deste ensaio seria a de  $27 \pm 0,05$  cm. Assim sendo, foi construído um suporte de modo a fixar o aparato na posição horizontal, garantindo uma padronização na altura do sistema, para a obtenção das medidas. O suporte construído ainda possui mais duas regulagens de altura ( $22 \pm 0,05$  cm e  $32 \pm 0,05$  cm), utilizadas no ensaio que visa relacionar a altura com o erro de linearidade, apresentado na Seção 3.7.

Vale ressaltar que a informação quantitativa de altura possui papel secundário neste ensaio, visto que se deseja calibrar o protótipo a uma altura constante, em que os níveis dos sinais refletidos estejam dentro dos limites de excursão do circuito condicionador projetado. Porém o valor de  $27 \pm 0,05$  cm foi escolhido dentro de uma faixa de valores possíveis, sendo

viável a utilização de outras constantes próximas a esta. O suporte construído, já com o protótipo fixado pode ser visualizado na Figura 25.

Figura 25 – Foto do suporte utilizado no experimento de calibração.



Após a fixação do protótipo no suporte, foram posicionadas as amostras, sob a estrutura, conforme se pode visualizar na Figura 25. Foram realizadas cinco medidas para cada corpo de prova, visando relacionar os sinais de cada comprimento de onda, com os respectivos valores de reflectância. Os dados obtidos foram utilizados no processo de calibração do sistema proposto.

Através das informações coletadas das amostras, foi possível determinar duas funções de transferências experimentais, cujos valores de entrada são as tensões elétricas medidas pelo protótipo e as saídas são os respectivos valores de reflectância, obtidas para cada um dos comprimentos de onda. Dessa forma, em ambas as equações existem duas incógnitas, onde uma é a sensibilidade da reflectância com relação à medida de tensão, ilustrada pela letra  $\alpha$ , e a segunda é uma constante que representa as imperfeições do sistema, representada pela letra  $\beta$ , visto que em condições ideais, em caso de reflectância nula, o sinal medido deveria ser zero. A Equação (33) apresenta o modelo matemático adotado para as funções de transferências entre os valores de tensão e as reflectâncias, de cada comprimento de onda:

$$\rho = \alpha \times AD + \beta \quad (33)$$

Como já mencionado nesta seção, foram realizadas cinco repetições de medidas, para cada corpo de prova em que o protótipo foi submetido. Portanto, adotou-se a média das cinco medidas, como o valor que representa o nível de tensão elétrica do sinal medido, com relação à reflectância da respectiva amostra, na qual foram realizadas as verificações.

Após a realização das medidas de tensão elétrica, inerentes a cada corpo de prova, iniciou-se a fase de cálculo das constantes  $\alpha$  e  $\beta$ , presentes na Equação (33), para cada uma das duas funções de transferências que devem ser obtidas. Para tanto, utilizou-se o *software* MATLAB (v.R2013a), que calcula as constantes via método dos mínimos quadrados. Assim sendo, foi necessário carregar os vetores com os valores de reflectâncias e medidas de tensão, inerentes a cada um dos corpos de prova, no referido *software*.

Os resultados do procedimento matemático realizado no MATLAB (v.R2013a) foram quatro constantes, que compõem as funções de transferência e representam os pontos inseridos da melhor maneira possível, visto que o algoritmo utilizado para o cálculo no *software* visa minimizar o erro quadrático entre as coordenadas. Por fim, ao término do processo de calibração, as retas são então carregadas no *firmware* do microcontrolador utilizado no protótipo, que fará a leitura dos sinais em tensão elétrica, converterá para reflectância através das funções de transferência obtidas, e posteriormente calculará o respectivo valor de NDVI, através da Equação (34):

$$NDVI = \frac{\rho_{NIR} - \rho_{RED}}{\rho_{NIR} + \rho_{RED}} \quad (34)$$

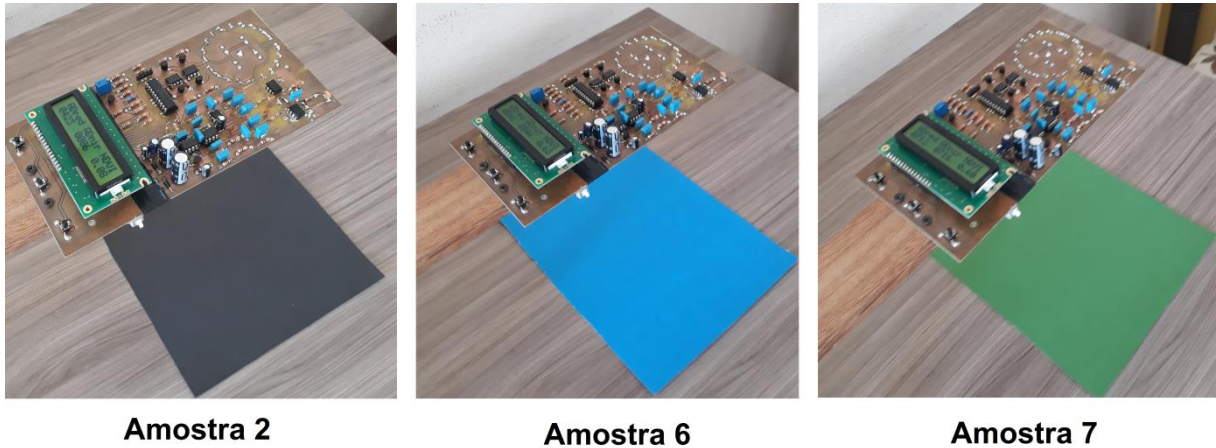
### 3.6 Análise da Incerteza de Medida

Após o término do processo de calibração, buscou-se analisar as incertezas das medidas de NDVI geradas pelo protótipo, utilizando o método de cálculo de incertezas padrão do tipo A. Para tanto, foram realizadas cinco medidas de NDVI, por parte do protótipo, em corpos de prova, cujas características de reflectâncias estivessem de acordo com a faixa de valores que o protótipo é capaz de detectar.

Para que se torne mais clara a explicação anterior, durante a fase de calibração, cujos resultados serão apresentados na Seção 4.4, verificou-se que alguns corpos de prova não possuíam valores de reflectância dentro da faixa na qual o protótipo é capaz de realizar a aquisição do sinal sem que ocorra a saturação do canal. Analisando-se a Figura 1, pode-se notar que a reflectância, de um modo geral, das culturas agrônômicas na faixa dos comprimentos de onda vermelho é em torno de 10%. Para o caso dos comprimentos de onda infravermelhos, próximos ao visível, o índice é de 40%. Portanto, o circuito de emissão de sinal e o de condicionamento foram ajustados de modo a otimizar o desempenho nesta faixa de trabalho. Valores superiores (para o caso do vermelho) e inferiores (para o caso do infravermelho) podem não ser detectados da forma correta.

Portanto, a análise de incerteza das medidas de NDVI por parte do protótipo desenvolvido foi realizada através de ensaios nas amostras dois, seis e sete, presentes na Figura 23, realizando-se cinco repetições, em cada um dos corpos de prova. Neste ensaio, foi mantida a mesma distância, do protótipo com relação às amostras, utilizada no processo de calibração, que foi de 27 cm. A Figura 26 apresenta fotos ilustrando algumas etapas do procedimento de medição utilizado nesta análise.

Figura 26 – Fotos apresentando algumas das etapas experimentais realizadas durante o procedimento de medidas da análise de incerteza padrão das medidas de NDVI.



O método de cálculo da incerteza padrão das medidas, utilizado neste trabalho, buscou relacionar os valores obtidos através do procedimento de medição apresentado na Figura 26, com valores calculados através da resposta espectral das amostras. Estes valores calculados, utilizando os valores de reflectância de cada um dos corpos de prova nos comprimentos de onda iguais a 648 nm e a 850 nm, foram tomados como sendo os valores médios, ou os valores que melhor representam o índice NDVI, de cada uma das amostras, na análise de incerteza padrão do tipo A. Portanto, a incerteza das medidas realizadas pelo protótipo é correspondente ao desvio padrão da média, com relação aos valores calculados.

A incerteza de medição do espectrofotômetro ( $8 \times 10^{-8} \%$ ) é muito menor que a resolução da medida de reflectância do protótipo desenvolvido, que seria de  $9,7 \times 10^{-2} \%$  em condições ideais (utilizando-se o conversor AD de 10 bits). Por este motivo, foi desconsiderada a incerteza padrão das medidas realizadas pelo espectrofotômetro, não sendo necessário realizar uma análise de incerteza combinada.

Contudo, após a fase de realização das medidas e do cálculo das reflectâncias médias, utilizou-se a Equação (8), correspondente à análise de incerteza padrão do tipo A. Por fim,

foram obtidos três valores de incerteza, referentes às medições realizadas em cada uma das amostras.

### 3.7 Influência da Altura no Erro de Linearidade

A parcela da intensidade luminosa emitida pelo protótipo, que é absorvida pelos fotorreceptores, é proporcional a distância a um obstáculo. Dessa forma, as amplitudes dos sinais resultantes do circuito de condicionamento serão proporcionais à altura com relação ao solo, em que o protótipo se encontra. Porém, de forma semelhante ao que foi exposto anteriormente, o NDVI é um índice que relaciona duas grandezas de forma normalizada (BELWARD, 1991). Todavia, se a variação provocada pela alteração do padrão de altura, na intensidade luminosa, for diretamente proporcional no caso das duas reflectâncias, o valor resultante do índice NDVI será mantido constante.

Para se analisar a influência da altura nas medidas, foi planejado um experimento que visa medir o NDVI, com o protótipo já calibrado e nas mesmas condições de reflectâncias, para diferentes padrões de distâncias em relação aos corpos de prova, verificando os sinais adquiridos a  $23 \pm 0,05$  cm,  $27 \pm 0,05$  cm, e  $32 \pm 0,05$  cm de altura. O processo de medição foi repetido cinco vezes, e o NDVI adotado, para cada amostra foi referente à média dos valores adquiridos. A Figura 27 ilustra o procedimento adotado nesta análise.

Figura 27 – Todo ilustrando o procedimento experimental para a realização das medições de NDVI com diferentes condições de altura.



Através dos valores obtidos, foi calculado o erro de linearidade das medidas de cada uma das alturas. Para tanto, relacionou-se os dados calculados do índice, através das respostas espectrais das amostras, com os valores adquiridos pelo protótipo. Em uma situação ideal, a reta formada pelo encontro dos pontos dos dados calculados com os obtidos através das medições, possuiria taxa de crescimento (correspondente à sensibilidade) igual a um, termo independente nulo e o erro de linearidade zero. Todavia, esta situação não é a esperada, sendo justamente o foco desta análise.

O erro de linearidade é definido como o percentual da maior diferença entre uma distribuição e a sua referência, que neste caso é a reta unitária. Sabendo que as medidas de NDVI variam entre zero e um (para o caso de medições em plantas), o fundo de escala se torna unitário. A Equação (35), utilizada nesta análise, expressa o erro de linearidade com fundo de escala igual a um:

$$L_{\%} = \pm 100 \times Dif_{MAX} \quad (35)$$

Por fim, se relacionou os valores de erro de linearidade, obtidos através da Equação (35), com as respectivas alturas de medição. Assim, buscou-se avaliar o comportamento do protótipo quando submetido a alterações no padrão de distância entre as amostras estudadas.

### **3.8 Comparação com o Equipamento Comercial Greenseeker**

O último passo do trabalho foi a realização de um ensaio comparativo, entre as medidas realizadas com um equipamento consolidado no mercado, o Greenseeker, e as medidas verificadas com o protótipo desenvolvido. Para tanto, foram realizadas medidas em um gramado, em cinco condições diferentes de área coberta pela vegetação. Fator relevante

na resposta do índice, visto que o solo e as culturas agrônômicas possuem condições diferentes de resposta à radiação. A Figura 28 ilustra o ensaio realizado.

Figura 28 – Foto ilustrando as diferentes condições das medidas comparativas entre o protótipo e o equipamento comercial.



**Exemplo 1**



**Exemplo 2**

A análise, realizada em função do experimento de comparação, visa estabelecer a correlação entre as medidas obtidas com ambos os equipamentos. Para isso, foram realizadas cinco medidas de NDVI em cinco parcelas diferentes de vegetação. Utilizando o *software* MATLAB (v.R2013a), se calculou as médias dos índices adquiridos, inerentes às amostras, e assim foi possível construir uma curva, onde um dos eixos continha as verificações relacionadas ao Greenseeker (equipamento comercial) e no outro eixo ao protótipo. Por fim, calculou-se a correlação entre os correspondentes dados.



## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Nesta seção, serão apresentados os resultados obtidos com o desenvolvimento deste projeto.

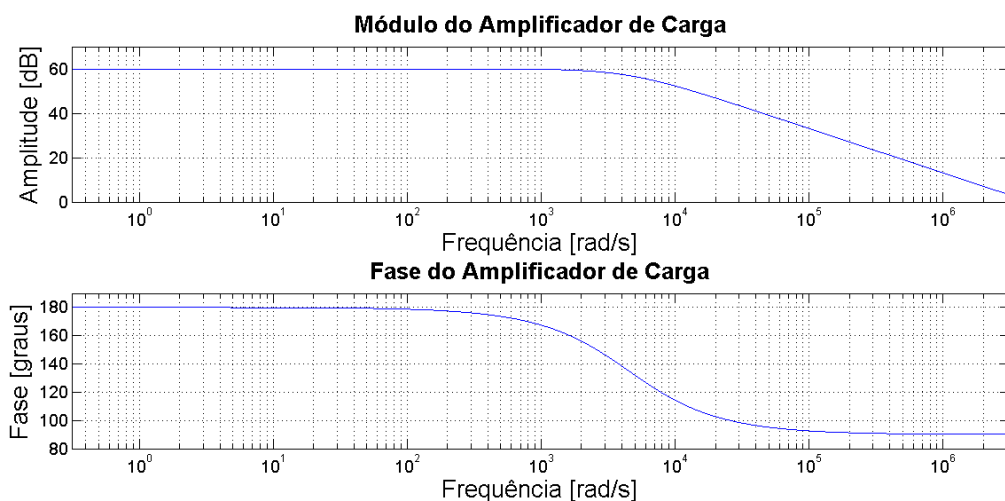
### 4.1 Projeto do Circuito de Condicionamento de Sinal

As respostas em frequência dos blocos do circuito de condicionamento, calculadas utilizando-se *software* MATLAB (v.R2013a), serão apresentadas neste subcapítulo.

#### 4.1.1 Circuito Amplificador de Carga com Limitação de Banda de Frequência

O circuito amplificador de carga se encontra presente no primeiro estágio do circuito de condicionamento de sinal, deste projeto. Este bloco é responsável pela conversão das informações luminosas, refletidas pelas culturas agrônômicas, em sinais de tensão elétrica. A Figura 29 apresenta a resposta em frequência deste bloco do circuito de condicionamento, calculada através do *software* MATLAB, utilizando-se a Equação (19), que expressa a referida função de transferência.

Figura 29 – Resposta em frequência simulada do circuito amplificador de carga.

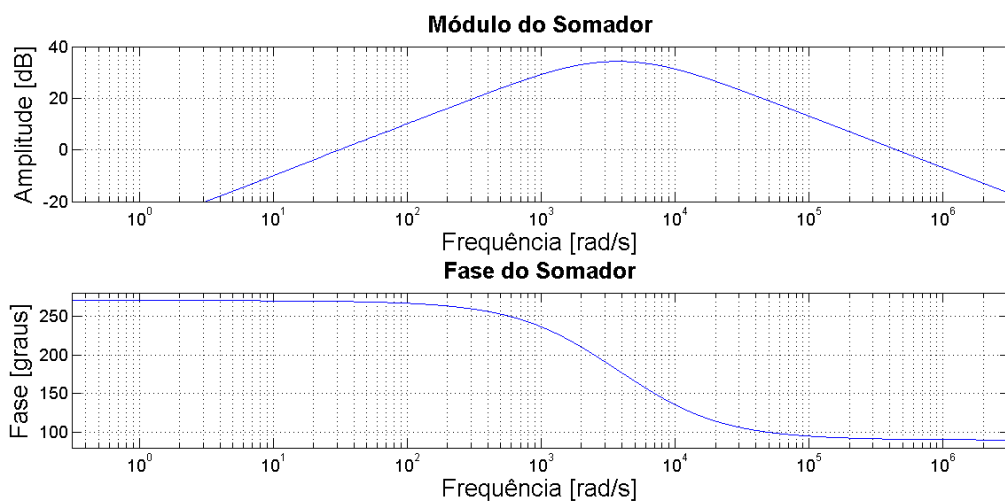


Analisando-se a Figura 29, pode-se notar que o polo, que se encontra em 723 Hz, empregado na realimentação do circuito, provoca um decaimento de -20 dB, logo após a frequência de 340 Hz. Assim sendo, a escolha dos componentes está de acordo com o circuito de emissão de sinais, já que praticamente não há atenuação na frequência de modulação dos sinais.

#### 4.1.2 Circuito Somador com Limitação de Banda de Frequência

O circuito somador, presente neste condicionador, tem a função de somar os sinais de tensão provenientes dos quatro amplificadores de carga. Este é o primeiro bloco que apresenta a característica de filtragem da banda básica. Este fator foi muito relevante na fase de projetos do circuito de condicionamento, pois existe a necessidade de filtrar os sinais DC provenientes da intensidade solar. A Figura 30 apresenta a resposta em frequência do circuito somador, calculado através do *software* MATLAB (v.R2013a), utilizando-se a Equação (22).

Figura 30 - Resposta em frequência simulada do circuito somador.



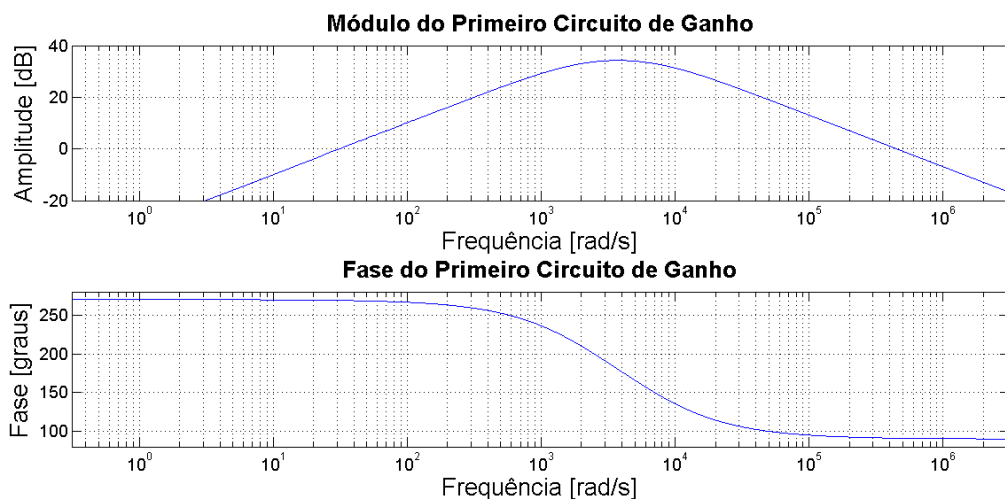
De acordo com a Figura 30, o zero em zero contido na função de transferência, deste bloco do circuito de condicionamento, impõe uma fase inicial de  $+90^\circ$ , além de filtrar os

sinais DC. Os outros dois polos, localizados em 338 Hz e 497 Hz, provocam a limitação da banda superior de frequência, introduzindo também  $-180^\circ$  ao sistema.

#### 4.1.3 Circuitos de Ganho com Limitação da Banda de Frequência

Após a fase de soma, os sinais são conduzidos a dois blocos de ganho ligados em cascata. Ambos os blocos, possuem limitação da banda de frequência inferior e superior. Esta estratégia foi empregada para a atenuação de ruídos que são absorvidos pelos fotorreceptores, bem como, ruídos inerentes ao circuito. A Figura 31 apresenta a resposta em frequência do primeiro circuito de ganho, desenvolvida através da Equação (26), inerente à função de transferência deste estágio.

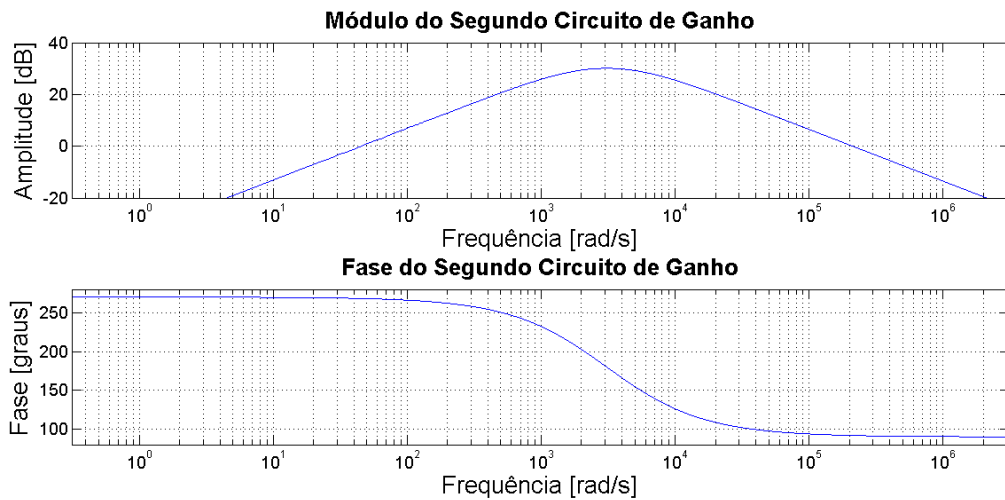
Figura 31 - Resposta em frequência simulada do primeiro circuito de ganho.



A resposta em frequência do primeiro circuito de ganho, ilustrada na Figura 31, é idêntica à do circuito somador. Isso porque, na fase de projeto, foi definido que os ganhos entre os dois estágios de ganho e o circuito somador seriam distribuídos de forma homogênea, sendo o ganho segundo estágio apenas 3,6 dB inferior. A Figura 32 apresenta a resposta em

frequência do segundo estágio de ganho, obtida através da função de transferência contida na Equação (27).

Figura 32 - Resposta em frequência simulada do segundo circuito de ganho.



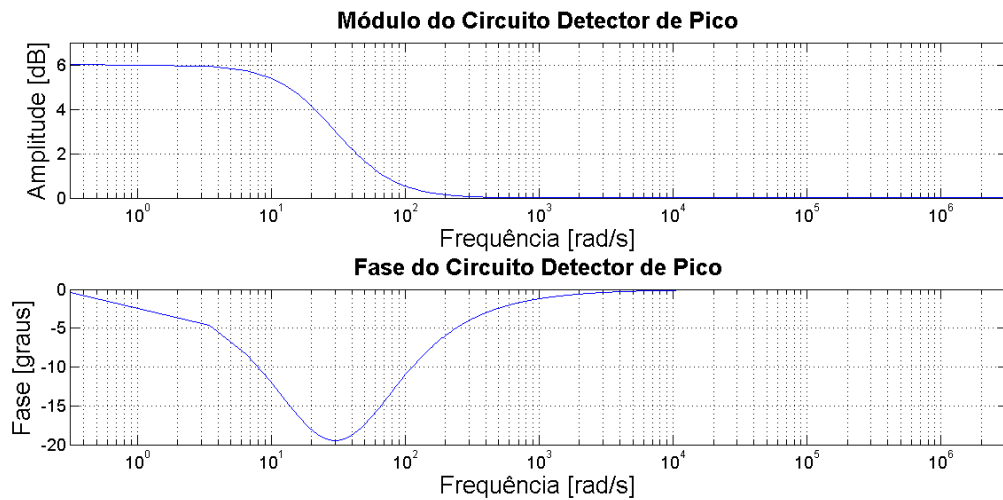
O ganho na faixa passante deste estágio é de 29,6 dB. Como mencionado anteriormente, este valor é menor que o ganho do bloco anterior, onde este era igual a 33,2 dB. Porém, os comportamentos nas limitações das bandas de frequência são praticamente iguais. O primeiro polo de ambos os estágio se encontra em 338 Hz. Para o caso do primeiro estágio de ganho, o segundo polo se encontra em 497 Hz, e para o caso do segundo, o polo se encontra em 720 Hz.

#### 4.1.4 Circuito Detector de Pico com Estágio de Ajuste do Nível DC

O último estágio antes da aquisição do sinal por parte do conversor Analógico – Digital, é o circuito detector de pico. Este bloco é responsável pela transformação da informação sinusoidal, em um valor relativo ao pico desta. Para tanto, é necessário filtrar o sinal, através de uma configuração passa – baixas, onde a frequência de corte do polo deve ser muito abaixo da frequência do sinal. Neste trabalho, o polo do detector de pico se encontra em

16 Hz. A Figura 33 apresenta a resposta em frequência do estágio final do circuito detector de pico, obtida através da Equação (32).

Figura 33 - Resposta em frequência simulada do segundo circuito de ganho.

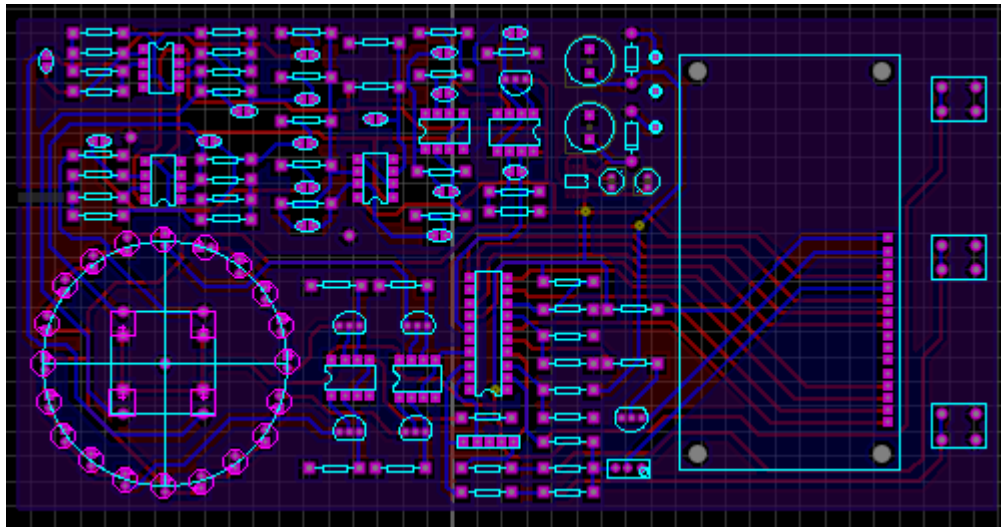


A resposta em frequência apresentada na Figura 33 é referente ao estágio final do circuito detector de pico, presente na Figura 18, composto por um estágio de ganho não inversor, com um capacitor na realimentação, como forma de limitação de banda. Por se tratar de um circuito de ganho não inversor, o ganho de alta frequência nunca tenderá a zero, será unitário, pois esta configuração introduz um zero ao sistema. O polo formado pela associação RC, presente na realimentação do amplificador operacional, se encontra em 3,4 Hz e o zero mencionado se encontra em 6,8 Hz.

#### 4.1.5 Confeção Final da Placa de Circuito Impresso

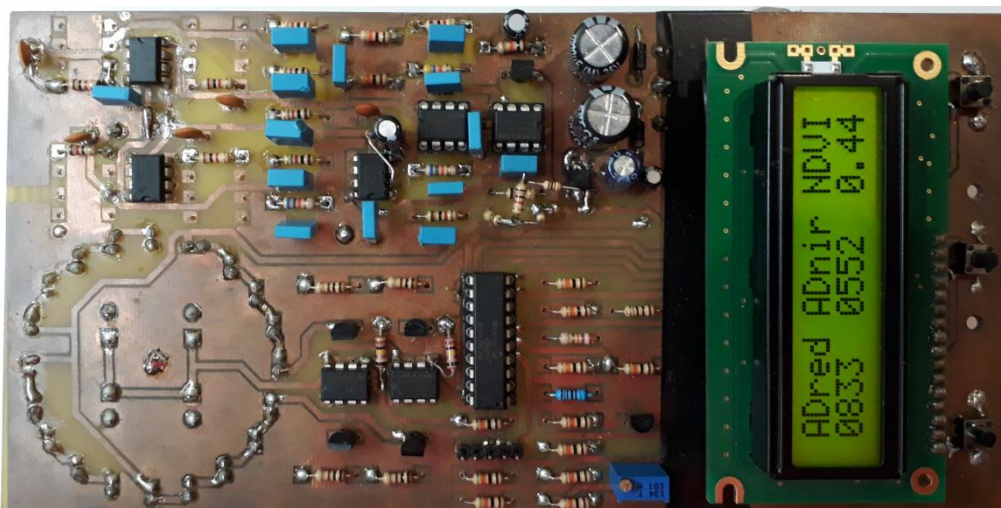
O esquema eletrônico desenvolvido deu origem à placa de circuito impresso, correspondente ao protótipo propriamente dito. A PCB foi desenvolvida no *software* PROTEUS 8 PROFESSIONAL (v.8.0), onde também é possível testar o circuito desenvolvido. A Figura 34 apresenta o *layout* desenvolvido no referido *software*.

Figura 34 – *Layout* da placa de circuito impresso desenvolvida.



Após a conclusão do desenvolvimento da PCB no *software* PROTEUS 8 PROFESSIONAL (v.8.0), iniciou-se a fase de produção. Para tanto, o *layout* desenvolvido foi impresso em papel *couchê*, tanto a *layer* superior como a inferior. Por se tratar de uma placa dupla face, foi necessário ter cuidado para que o *pads* de ambas as faces fossem coincidentes. Portanto, primeiramente revelou-se a face superior, e através de furos guias, revelou-se a face inferior. Por fim, a placa de cobre foi imersa em percloreto de ferro, responsável pela corrosão do cobre exposto. A Figura 35 apresenta uma foto do sistema de instrumentação proposto.

Figura 35 – Foto da placa de circuito impresso produzida e montada.



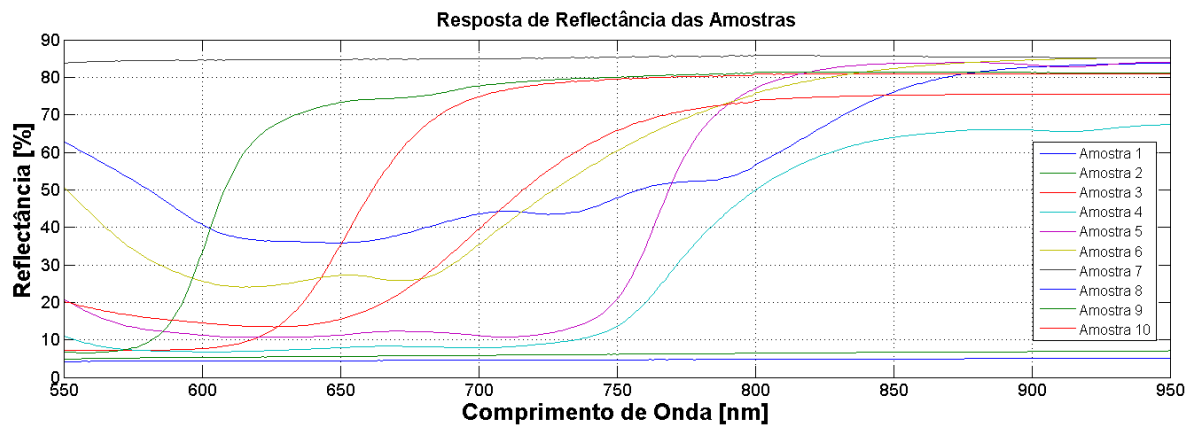
## 4.2 Procedimento Experimental para Calibração do Sistema

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos através do procedimento experimental de calibração, desde as respostas espectrais das amostras, bem como as funções de transferências experimentais dos sinais em reflectâncias.

### 4.2.1 Caracterização Espectral das Amostras

O processo de calibração utilizado neste trabalho visou relacionar os níveis de reflectâncias das amostras ensaiadas, com os valores de tensão obtidos pelo protótipo. Portanto, o primeiro passo foi obter as respostas espectrais dos corpos de provas, que foram utilizados neste procedimento, através do espectrofotômetro mencionado na Seção 3.5.1. Os resultados obtidos para as reflectâncias, das amostras presentes na Figura 23, podem ser visualizados na Figura 36.

Figura 36 - Respostas espectrais das amostras utilizadas no procedimento de calibração.



O circuito de emissão e o circuito de condicionamento de sinal do protótipo desenvolvido foram ajustados, de modo que a aquisição dos sinais provenientes dos índices médios de reflectância das culturas agrônômicas estivesse dentro da faixa de entrada do conversor Analógico-Digital, responsável pelo estágio final do circuito de condicionamento.

Como mencionado na Seção 3.5, a Figura 1 apresenta os valores médios dos índices de reflectância das culturas agrônômicas em geral, ilustrando que para comprimentos de onda vermelhos, a quantidade de energia refletida é de aproximadamente 10%. Para os comprimentos de onda, que integram o infravermelho este índice é de 40%.

Assim sendo, algumas amostras, cujas propriedades espectrais encontram-se Figura 36, não foram utilizadas no processo de calibração, em virtude dos níveis de reflectâncias não estarem de acordo com os níveis de interesse, em ambas as faixas de frequência. Para o estudo do comprimento de onda vermelho, foram utilizadas as amostras dois, quatro, cinco e oito. Para a análise do comprimento de onda infravermelho foram utilizadas as amostras um, dois, quatro e dez.

#### 4.2.2 Calibração do Sistema

O processo de calibração propriamente dito visou relacionar os níveis de reflectâncias das amostras, com os respectivos valores de tensão elétrica medidos pelo protótipo. Os resultados obtidos para o ensaio envolvendo a análise do comprimento de onda vermelho, conforme o procedimento descrito na Seção 3.5.2, podem ser visualizados na Tabela 12.

Tabela 12 - Medidas obtidas no procedimento de calibração das reflectâncias relativas ao comprimento de onda vermelho.

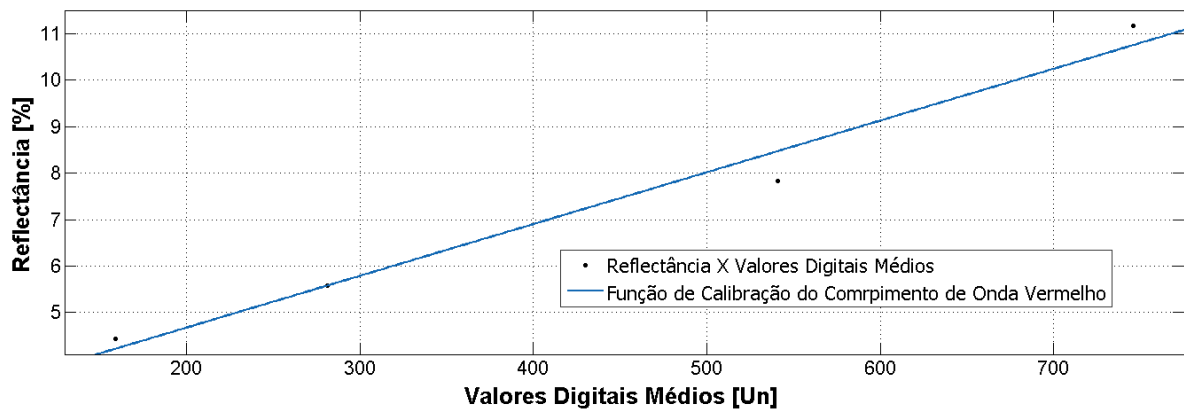
Corpo de Prova	Reflectância	Repetição 1	Repetição 2	Repetição 3	Repetição 4	Repetição 5	Média das Repetições	Desvio Padrão
2	5,58 %	278	278	290	278	282	281	2,61
4	7,83 %	546	544	540	540	534	541	2,29
5	11,2 %	751	749	747	739	744	746	2,34
8	4,44 %	155	160	163	159	158	159	1,45

A Tabela 12 relaciona os valores medidos, por parte do conversor Analógico-Digital presente no microcontrolador, com os respectivos valores de reflectância das amostras, no comprimento de onda igual a 648 nm. Após a aquisição dos dados de tensão elétrica, referente



aos corpos de prova, utilizou-se o *software* MATLAB (v.R2013a) para calcular a melhor curva que representa a relação entre as reflectâncias e os valores médios medidos. A variável de entrada desta função corresponde aos dados obtidos pelo protótipo e a variável de saída são as respectivas respostas espectrais. A Figura 37 apresenta graficamente a relação entre as grandezas contidas na Tabela 12 e ilustra a função de calibração para o comprimento de onda vermelho.

Figura 37 - Relação entre os valores de reflectâncias das amostras e os sinais medidos, correspondentes ao comprimento de onda vermelho.



Como mencionado anteriormente, através do *software* MATLAB (v.R2013a) foi possível calcular as constantes  $\alpha$  e  $\beta$ , referentes à Equação (33), que corresponde ao modelo matemático da função de calibração. A Equação (36) representa a função transferência dos níveis medidos pelo protótipo em termos de reflectâncias, ou seja, representa a função de calibração do comprimento de onda vermelho:

$$\rho_{RED} = 0,011 \times AD_{RED} + 2,447 \quad (36)$$

De modo análogo ao que foi realizado para o comprimento de onda vermelho, os sinais obtidos pelo protótipo referentes ao comprimento de onda infravermelho foram

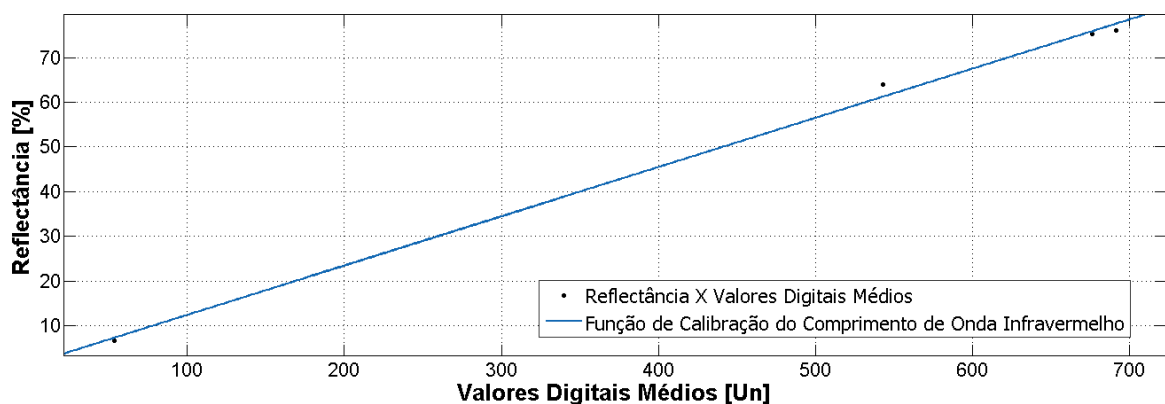
relacionados com os índices de reflectância de quatro amostras diferentes. A Tabela 13 apresenta os resultados do procedimento de calibração envolvendo o comprimento de onda infravermelho.

Tabela 13 - Medidas obtidas no procedimento de calibração das reflectâncias relativas ao comprimento de onda infravermelho.

Corpo de Prova	Reflectância	Repetição 1	Repetição 2	Repetição 3	Repetição 4	Repetição 5	Média das Repetições	Desvio Padrão
1	76,1%	692	692	686	693	694	691	2,25
2	6,67 %	58	48	50	57	55	54	2,20
4	64,0 %	540	539	545	544	547	543	1,70
10	75,2 %	677	675	668	677	684	676	2,56

Analogamente ao procedimento anterior, utilizou-se o software MATLAB (v.R2013a) para relacionar os dados obtidos na Tabela 13 de maneira gráfica. A Figura 38 apresenta a interação entre os valores médios de tensão elétrica, medidos pelo protótipo, com os valores de reflectância das amostras envolvidas no processo de calibração.

Figura 38 - Relação entre os valores de reflectâncias das amostras e os sinais medidos, correspondentes ao comprimento de onda infravermelho.



Por fim, a função de calibração para o comprimento de onda infravermelho também pode ser calculada. Utilizando-se o *software* MATLAB (v.R2013a), calcularam-se as constantes  $\alpha$  e  $\beta$ , relativas à Equação (33), para o caso do comprimento de onda

infravermelho. A Equação (37) apresenta a referida função de calibração, responsável por realizar a conversão dos níveis de tensão elétrica medidos pelo protótipo, em termos de reflectância do comprimento de onda infravermelho:

$$\rho_{RED} = 0,110 \times AD_{RED} + 1,395 \quad (37)$$

### 4.3 Análise da Incerteza de Medida

Conforme foi especificado na Seção 3.6, o procedimento para análise da incerteza padrão das medidas realizadas pelo protótipo desenvolvido, levou em consideração medidas de NDVI realizadas com o protótipo calibrado, nas amostras dois, seis e sete. O valor médio, ou o que melhor representa o índice de cada um dos corpos de prova, foi obtido através das informações de reflectância das amostras. A Tabela 14 apresenta os resultados obtidos.

Tabela 14 - Valores de NDVI obtidos no procedimento de análise da incerteza de medição.

Corpo de Prova	NDVI Calculado	NDVI medido 1	NDVI medido 2	NDVI medido 3	NDVI medido 4	NDVI medido 5
2	0,09	0,10	0,14	0,06	0,12	0,10
6	0,78	0,77	0,77	0,77	0,77	0,77
7	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75

Com as informações representadas na Tabela 14, utilizando a Equação (8), referente ao cálculo de incerteza padrão do tipo A, e considerando que os valores que melhor representam o índice NDVI de cada uma das amostras são correspondentes aos valores calculados, presentes na segunda coluna da Tabela 14, foi possível calcular a incerteza de medição do conjunto de medidas, inerentes a cada uma das amostras. A Tabela 15 relaciona os valores de incerteza de medição para os valores obtidos através do procedimento experimental.

Tabela 15 - Valores relacionados ao cálculo da incerteza padrão de medição.

Corpo de Prova	NDVI Calculado	GDL	Desvio Padrão $\sigma^2$	Variância $\sigma$	Incerteza Padrão de Medição
2	0,09	4	0,001013	0,0318	0,0159
6	0,78	4	0,000089	0,0094	0,0026
7	0,75	4	0,000027	0,0052	0,0047

Com base nos resultados apontados pela Tabela 15, e assumindo-se que a incerteza de medição do protótipo desenvolvido é igual à maior incerteza padrão encontrada, e ainda truncando este valor em apenas duas casas decimais, pode-se concluir que o valor para a incerteza de medição do protótipo desenvolvido é igual  $\pm 0,02$ , sendo correspondente a apenas 2% da faixa de trabalho do instrumento.

#### 4.4 Influência da Altura no Erro de Linearidade

O estudo da influência da altura no erro de linearidade das medidas possui grande importância na análise do desempenho das medidas realizadas pelo protótipo. Assim sendo, foi desenvolvido um ensaio que visa caracterizar o erro de linearidade, quando o protótipo é submetido às condições de medição em duas diferentes alturas, com relação à altura utilizada no processo de calibração.

De acordo com o que foi definido na Seção 3.7, utilizou-se o protótipo para realizar as medições de NDVI nas amostras dois, seis e sete, em condições de altura iguais a  $22 \pm 0,05$  cm,  $27 \pm 0,05$  cm e  $32 \pm 0,05$  cm. Foram realizadas cinco repetições para cada uma das combinações. Os resultados encontrados foram comparados com os valores de NDVI calculados, a partir das informações espectrais de cada uma das amostras. Dessa maneira, foi possível analisar o impacto da variação de altura, associada a uma faixa de medida de NDVI,

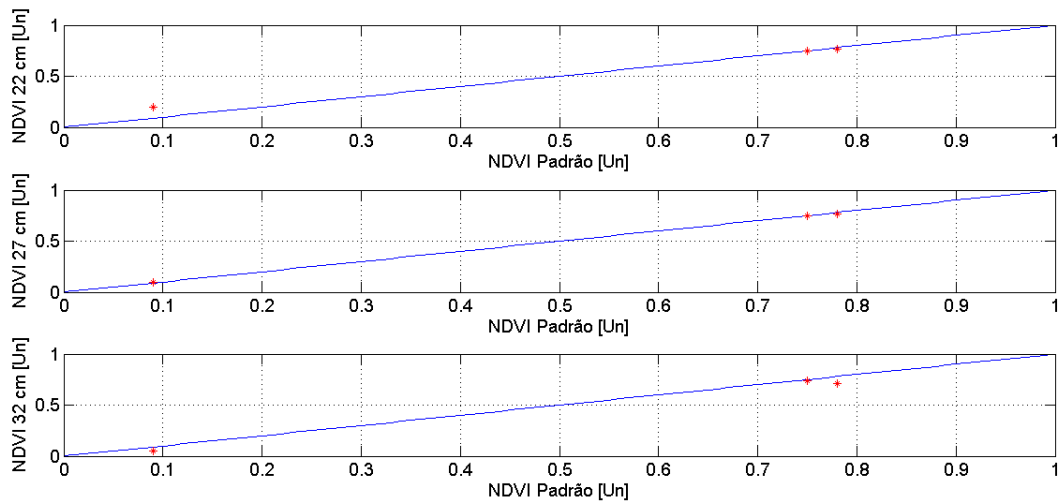
no erro de linearidade do protótipo. A Tabela 16 apresenta os valores obtidos através do ensaio realizado.

Tabela 16 - Valores relacionados à análise da influência da altura no erro de linearidade.

Corpo de Prova	Altura [cm]	NDVI Calculado	NDVI medido 1	NDVI medido 2	NDVI medido 3	NDVI medido 4	NDVI medido 5	NDVI Médio
2	22	0,09	0,23	0,21	0,19	0,18	0,19	0,20
6	22	0,78	0,77	0,77	0,77	0,77	0,77	0,77
7	22	0,75	0,77	0,77	0,77	0,77	0,77	0,77
2	27	0,09	0,10	0,14	0,06	0,12	0,10	0,10
6	27	0,78	0,77	0,77	0,77	0,77	0,77	0,77
7	27	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75
2	32	0,09	0,03	0,05	0,09	0,06	0,03	0,05
6	32	0,78	0,73	0,74	0,74	0,73	0,74	0,74
7	32	0,75	0,71	0,71	0,71	0,72	0,71	0,71

A partir dos valores presentes na Tabela 16, foram construídos gráficos que ilustram a distribuição dos valores medidos, com relação aos valores calculados através das respostas espectrais das amostras. Dessa forma, é possível determinar o erro de linearidade, verificando-se as distâncias dos pontos obtidos através das medições realizadas com o protótipo, para as medidas padrões. A Figura 39 apresenta a relação entre o NDVI em uma distância padrão com o NDVI padrão. Relação essa utilizada na determinação do erro de linearidade em função das condições experimentais propostas.

Figura 39 – Relação entre o NDVI obtido pelo protótipo proposto em distâncias padrões e o NDVI padrão.



A metodologia empregada foi analisar a distância, entre as medidas realizadas pelo protótipo, à reta unitária, quando uma certa medida obtida com o protótipo em uma determinada amostra é relacionada com o respectivo valor padrão de NDVI, obtido através dos dados espectrais.

Utilizando-se os dados apresentados na Tabela 16, na Equação (6), referente ao erro de linearidade, é possível encontrar os valores de erro de linearidade para cada conjunto de medidas, inerentes às diferentes alturas. O fundo de escala, presente na Equação (6), neste caso será unitário, pois se trata de uma medida que varia de zero a um. Portanto o valor do erro de linearidade será o valor médio das repetições realizadas, em cada condição de altura e corpo de prova, subtraído pelo valor padrão de NDVI, resultando em um valor percentual. A Tabela 17 apresenta os valores finais para o erro de linearidade, em cada uma das faixas de altura analisada.

Tabela 17 - Apresentação dos erros de linearidade para cada faixa de altura.

Corpo de Prova limitante	Altura [cm]	NDVI Calculado	NDVI Médio	Erro de Linearidade [%]
2	22	0,09	0,20	11
2 / 7	27	0,09 / 0,78	0,10 / 0,77	1
2	32	0,09	0,05	4

As informações apresentada na Tabela 17 demonstram que o erro de linearidade máximo, observado neste ensaio foi de 11%, sendo este na faixa inferior analisada (NDVI igual a 0,09). Outro ponto a destacar é que para medidas da faixa superior (0,75 a 0,78) os erros de linearidades encontrados são da ordem de 1%. Portanto, pode-se relacionar o valor superior do erro de linearidade em medições de NDVI mais próximos de zero, à altura de  $22 \pm 0,05$  cm, com a saturação das medidas do comprimento de onda vermelho, visto que nestas condições, os níveis vermelhos refletidos são mais elevados.

#### 4.5 Comparação com o Equipamento Greenseeker

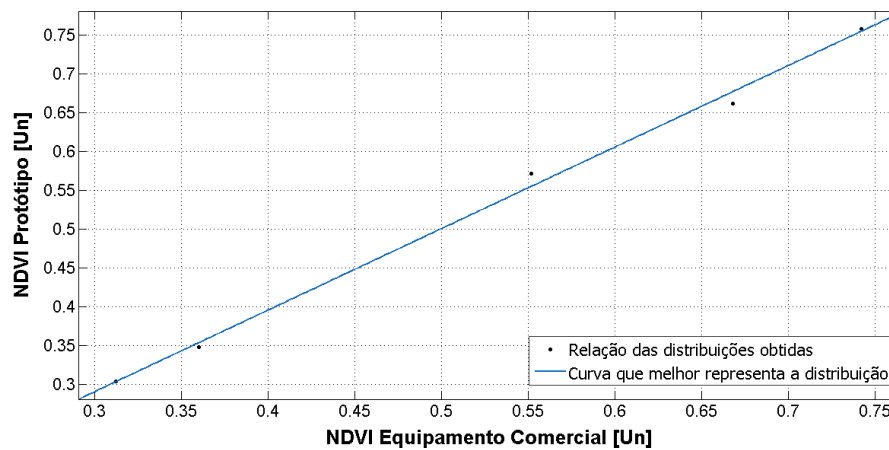
A última análise desenvolvida neste trabalho foi à comparação com um equipamento comercial. Para tanto, foram realizadas medidas, em cinco amostras de culturas agronômicas, utilizando o protótipo e o equipamento tomado como referência. Com os dados obtidos, o *software* MATLAB (v.R2013a) foi utilizado para calcular a correlação entre as médias das medidas encontradas com ambos os equipamentos. A Tabela 18 apresenta os resultados obtidos dos ensaios realizados com os protótipos.

Tabela 18 - Medidas comparativas entre o protótipo e um equipamento comercial.

Equipamento	Amostra Agronômica	NDVI medido 1	NDVI medido 2	NDVI medido 3	NDVI medido 4	NDVI medido 5	NDVI Médio
Protótipo	1	0,30	0,31	0,31	0,30	0,30	0,30
	2	0,36	0,34	0,35	0,35	0,34	0,35
	3	0,57	0,58	0,57	0,56	0,58	0,57
	4	0,65	0,66	0,67	0,67	0,66	0,66
	5	0,74	0,76	0,76	0,76	0,77	0,76
Greenseeker	1	0,31	0,31	0,31	0,31	0,32	0,31
	2	0,36	0,36	0,35	0,36	0,37	0,36
	3	0,56	0,54	0,56	0,55	0,55	0,55
	4	0,66	0,67	0,67	0,68	0,66	0,66
	5	0,75	0,74	0,73	0,74	0,75	0,74

Com os dados contidos na Tabela 18 foi possível construir um gráfico que relaciona as médias das medidas obtidas. Como mencionado anteriormente, o propósito deste ensaio é calcular a correlação entre as distribuições obtidas com ambos os equipamentos. A Figura 40 apresenta os resultados obtidos de maneira gráfica.

Figura 40 - Relação entre os valores de NDVI obtidos com o protótipo e com o equipamento comercial.



A Figura 40 apresenta a relação das medidas de NDVI obtidas com ambos os equipamentos. Pode-se notar que as medidas são altamente correlacionadas, resultando em um erro de linearidade de 2%. Segundo os cálculos realizados no *software* MATLAB (v.R2013a), a correlação entre as medidas ( $R^2$ ) chega a 99,6%.



## 5 CONCLUSÕES

Realizando este trabalho foi possível aperfeiçoar os conhecimentos na área de instrumentação, bem como na área de projetos de condicionadores de sinais analógicos e desenvolvimento de circuitos microcontrolados. Também se realizou estudos na área de agronomia, visto que se trata de um projeto na área de agricultura de precisão.

Inicialmente, realizou-se uma revisão bibliográfica com o intuito de buscar embasamento teórico para a o desenvolvimento do estudo, principalmente nos conteúdos relacionados ao índice NDVI. Buscou-se pesquisar as principais aplicações dessa grandeza, assim como, as suas características, para que se pudesse saber mais do tema abordado.

Em um segundo momento, iniciou-se o desenvolvimento do circuito eletrônico, envolvendo a parte de emissão dos comprimentos de onda que constituem o índice NDVI, bem como o condicionamento dos sinais detectados pelos sensores ópticos. Também foi necessário projetar o funcionamento de periféricos secundários, como os *displays* LCD, responsável pela apresentação das grandezas medidas.

O circuito de aquisição de dados tem com elemento principal o microcontrolador PIC16F1708, onde se faziam a amostragem dos sinais condicionados, através do conversor AD do componente citado. Portanto, foi necessário o desenvolvimento de um *firmware* em linguagem C, de modo que a controlar as sequências de operação do dispositivo programado.

Ao término do projeto e da montagem do protótipo desenvolvido, iniciou-se o planejamento dos projetos de experimentos, executados com o intuito de caracterizar o funcionamento do equipamento. Primeiramente, desenvolveu-se um processo de calibração que busca converter os níveis de tensão, amostrados pelo conversor Analógico – Digital, em termos de reflectâncias, de ambos os comprimentos de onda, para posteriormente realizar-se o cálculo do índice NDVI. Também se visou estudar o comportamento do protótipo quando o

mesmo é exposto a condições diferentes de altura, através da análise erro de linearidade entre as medidas.

Os resultados obtidos foram satisfatórios. Para o processo de calibração, o ensaio empregado apontou uma incerteza máxima nas medidas realizadas de  $\pm 0,02$ , o que corresponde a 2% do fundo de escalada do equipamento. O erro de linearidade em função da altura foi no máximo de 11%, para medidas específicas, com condições de reflectância, para os comprimentos infravermelhos, próximas a 6% e na condição de altura igual a 23 cm. Em Faixas superiores de medição de NDVI (em torno de 0,70), com o padrão de altura utilizado na calibração, o erro de linearidade obtido foi 1%.

Por fim, é importante ressaltar o ganho de conhecimento proporcionado por este trabalho, que relacionou quatro campos distintos de estudos dentro do curso de engenharia. Sobre o protótipo, pode-se dizer que o seu desempenho foi satisfatório, e para o aluno serviu como ponto de partida no desejo de continuar os estudos relacionados à agricultura de precisão.

## 6 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

A seguir são apresentadas propostas de trabalhos futuros relacionadas ao tema abordado neste trabalho, assim como, com relação ao protótipo desenvolvido:

- utilização de lentes com comprimento focal determinado, com o objetivo de diminuir a influência da altura e concentrar os sinais refletidos;
- desenvolvimento de algoritmos de compensação da altura, para o caso da não utilização de lentes;
- melhorar o *layout* da PCB com o intuito de diminuir ruídos externos.
- aumentar a intensidade luminosa emitida para o comprimento de onda vermelho, frente ao infravermelho;
- desenvolvimento de um condicionador utilizando indutores, através de redes em T, para que se possa filtrar a intensidade luminosa do sol logo no primeiro estágio;
- desenvolvimento de um mecanismo para medição/compensação da altura, com relação às culturas agronômicas;
- realização de ensaios com culturas agronômicas com interesse comercial e análise dos correspondentes resultados comparando o desempenho do protótipo aqui proposto com equipamentos comerciais;

## 7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BELWARD, A.S. **Remote Sensing and Geographical Information Systems for Resource Management in Developing Countries**. Ed. Euro Courses, v.1, p. 31-54, 1991, Netherlands.
- VARIANI, C. **Sensor Óptico Ativo como Ferramenta para Aplicação de Nitrogênio na Cultura do Trigo**. Dissertação (Mestrado em Fitotecnia). Porto Alegre: UFRGS, 2011.
- VIAN, A. L. **Sensores de Vegetação para Estimativa *In Situ* do Potencial Produtivo na Cultura de Milho**. Dissertação (Mestrado em Fitotecnia). Porto Alegre: UFRGS, 2015.
- MERROTO, J. R. **Reflectance Indices as a Diagnostic Tool for Weed Control Performed by Multipurpose Equipment in Precision Agriculture**. Porto Alegre: UFRGS, 2012.
- CARTER, G. A.; KNAPPA, A. K. **Leaf Optical Properties in Higher Plants: Linking Spectral Characteristics to Stress and Chlorophyll Concentration**. American Journal of Botany, West Oregon, v.88, n.4, p.667-684, 2001.
- RAMOS, R. R. D; LOPES, H. L.; MELO, J.C.F.; CANDEIA, A. L. B.; SIQUEIRA, J. A. **Aplicação do Índice da Vegetação por Diferença Normalizada (NDVI) na Avaliação de Áreas Degradadas e Potenciais para Unidades de Conservação**. III Simpósio Brasileiro de Ciências Geodésicas e Tecnologias de Geoinformação. Recife – PE, 2010.
- QU, Y; LIU, S; XIA, J; **Spectral Response of Wheat (*Triticum Aestivum L.*) Leaves to Copper Stress**. IEEE, 2010.
- BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas**. 2 ed. Porto Alegre: LTC, 2011.
- BRUSAMARELLO, V; **Utilização de Sensores e Transdutores Óticos**. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2014.
- BACHMANN, L; **Fotodetectores – Caracterização de Fotodiodos**. Universidade de São Paulo, 2012.
- KESTER, W; BRYANT, J; JUNG, W; WURCER, S; KITCHIN, C. **Op Amp Applications Handbook**. Analog Devices, 2005.
- NORDIN, D; HYYPPÄ, K. **Single-Stage Photodiode OP-Amp Solution Suited for a Self-Mixing FMCW System**. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 52, NO. 6, 2003.
- LOUDIN, J. D; COGAN, S. F; MATHIESON, K; SHER, A; PALANKER, D. V. **Photodiode Circuits for Retinal Prostheses**. IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL CIRCUITS AND SYSTEMS, VOL. 5, NO. 5, 2011
- BARRATO, A, C; **Avaliação de dados de medição — Guia para a expressão de incerteza de medição**. JCGM, 2008.

SILVA, M, C; PETKOVIC, S, G; SCHECHTER, H; **AVALIAÇÃO DE ESTABILIDADE EM RESISTORES PADRÃO**. Inmetro, Duque de Caxias – Brasil, 2011.

**Vocabulário Internacional de Metrologia**: Conceitos fundamentais e gerais e termos associados (VIM 2012). Duque de Caxias, RJ: INMETRO, 2012.

VISHAY; Datasheet: **Silicon Pin Photodiode, BPW34, BPW34S**. Publicação online, 2011.

VISHAY; Datasheet: **High Speed Infrared Emitting Diode, 850 nm, Surface Emitter Technology, VSLY5850**. Publicação online, 2013.

VISHAY; Datasheet: **High Intensity LED in 5 mm Clear Package, TLDR5800**. Publicação online, 2004.

TEXAS INSTRUMENTS; Datasheet: **TL08xx JFET-Input Operational Amplifiers, TL082**. Publicação online, 2015.

MAXIM; Datasheet: **Hig-Output-Drive, Precision, Low-power, Single Supply, Rail-to-Rail I/O Op Amps with Shutdown, MAX4167**. Publicação online, 2007.

FAIRCHILD; Datasheet: **NPN General Purpose Amplifier**. Publicação online, 1997.