



UNIVERSIDADE  
ESTADUAL DE LONDRINA

---

FÁBIO AUGUSTO GENTILIN

**CONDICIONAMENTO DE SINAIS PARA SISTEMAS DE  
MEDIÇÃO BASEADOS NA REFLEXÃO DIFUSA DO  
INFRAVERMELHO PRÓXIMO**

---

Londrina  
2012

FÁBIO AUGUSTO GENTILIN

**CONDICIONAMENTO DE SINAIS PARA SISTEMAS DE  
MEDIÇÃO BASEADOS NA REFLEXÃO DIFUSA DO  
INFRAVERMELHO PRÓXIMO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Alexandre de França.

Londrina  
2012

**Catálogo elaborado pela Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central da  
Universidade Estadual de Londrina.**

### **Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)**

A923c	Augusto Gentilin, Fábio Condicionamento de sinais para sistemas de medição baseados na reflexão difusa do infravermelho próximo / Fábio Augusto Gentilin. - Londrina, 2012. 99 f: il.  Orientador: José Alexandre de França. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Universidade Estadual de Londrina, Centro de Tecnologia e Urbanismo, Programa de Pós- Graduação em Engenharia Elétrica, 2012. Inclui bibliografia.  1. Processamento de sinais - Teses. 2. Espectroscopia do infravermelho - Teses. 3. Instrumentação eletrônica - Teses. 4. Ondas Eletromagnéticas - Teses. 5. Engenharia elétrica Teses. I. França, José Alexandre de. II. Universidade Estadual de Londrina. Centro de Tecnologia e Urbanismo. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.  CDU 621.391
-------	--

FÁBIO AUGUSTO GENTILIN

**CONDICIONAMENTO DE SINAIS PARA SISTEMAS DE  
MEDIÇÃO BASEADOS NA REFLEXÃO DIFUSA DO  
INFRAVERMELHO PRÓXIMO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de mestre em Engenharia Elétrica.

**BANCA EXAMINADORA**

---

Orientador. Prof. Dr. José Alexandre de França  
Universidade Estadual de Londrina - UEL

---

Profa. Dra. Elisa Yoko Hirooka  
Universidade Estadual de Londrina - UEL

---

Prof. Dr. Flávio Henrique Vasconcelos  
Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG

---

Prof. Dr. Marco Aurélio Toledo da Silva  
Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG

Londrina, 14 de agosto de 2012.

A minha esposa Andréia e a meus pais, Osmar e Maria, pelo apoio incondicional.

GENTILIN, Fábio Augusto. **Condicionamento de sinais para sistemas de medição baseados na reflexão difusa do infravermelho próximo**. 99 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2012.

## RESUMO

A espectroscopia do infravermelho possibilita o estudo das características de amostras diretamente em seu estado natural, sendo, portanto, um método de análise não destrutivo que permite que as amostras sejam testadas em praticamente qualquer estado físico. Esta característica lhe confere a capacidade de operação em ambientes onde a velocidade de resposta (medição em tempo real) é um fator determinante ou não permite alteração da forma física da amostra em estudo. A pesquisa desenvolvida por este trabalho, oferece uma solução em instrumentação eletrônica baseado na reflectância difusa do infravermelho próximo (NIR). O sistema desenvolvido foi avaliado com base na detecção de umidade em amostras de café solúvel e realiza leituras instantâneas que são integradas a um computador pessoal. O sistema de aquisição possui controle de temperatura, que estabiliza a variação térmica sobre o fotodetector de modo a minimizar sua influência sobre o sinal de saída. Os resultados com amostras mostram que o sistema de aquisição é sensível a variações de umidade, podendo também ser aplicado na detecção de concentrações de outras substâncias de interesse.

**Palavras-chave:** Processamento de sinais. Espectroscopia do infravermelho. Instrumentação eletrônica. Ondas electromagnéticas.

GENTILIN, Fábio Augusto. **Signal conditioning systems based on measuring the near infrared diffuse reflection.** 99 p. Dissertation (Master's Degree in Electrical Engineering) - Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2012.

### **ABSTRACT**

The infrared spectroscopy allows the study of characteristics of samples directly in natural state, in other words, it is a non destructive analysis method that allows samples to be tested in almost any physical state. This feature offer the ability to operate in environments where speed of response (measured in real time) is a factor or does not allow changing the physical form of the sample under study. The research developed in this work offers a solution in electronic instrumentation based on diffuse reflectance near infrared (NIR). The developed system was evaluated based on detection of moisture in instant coffee samples and performs instantaneous readings that are integrated into a personal computer. The acquisition system has temperature control, which stabilizes the thermal variation of the Photodetector so as to minimize its influence on the output signal. The results show that samples the purchasing system is sensitive to variations in humidity, can also be applied in the detection of concentrations of other substances of interest.

**Key words:** Signal processing. Infrared spectroscopy. Eletromagnetic energy.

# Agradecimentos

Agradeço a Deus, pela saúde e pela oportunidade de cursar este Mestrado, a minha esposa Andréia Rufato Gentilin e aos meus pais, Osmar Domingos Gentilin e Maria Helena Gentilin, por me apoiarem em tantos os momentos onde tudo parecia não dar certo.

Em seguida, eu agradeço a toda a equipe do LA2i, principalmente ao Professor Dr. José Alexandre de França pela dedicação, paciência e orientação apesar das minhas limitações, a Professora Maria Bernadete de Moraes pelo apoio técnico, a Bruna Tiemi Kobo, pela parceria no desenvolvimento deste projeto, a equipe de técnicos do Laboratório de Eletrônica de Potência e Qualidade de Energia, ao Professor Dr. Dari de Oliveira Toginho Filho, pelas aulas e consultoria, a equipe do café Cacique, pela disponibilização das amostras de café solúvel para os testes, ao Professor André Luiz B. Ferreira, pelo apoio técnico, ao Professor Dr. Carlos Henrique Gonçalves Treviso, pela orientação em Eletrônica de Potência, ao Professor Ruberlei Gaino pela contribuição como Latex, ao Professor Marcio Roberto Covacic, a Ana Lúcia Felício, pela consultoria, a Professora Dra. Elisa Yoko Hirooka, pelo apoio e aos amigos que me acompanharam durante esta jornada: Emerson Charles Martins da Silva, Flávio Rossini, Nilson Moutinho, Alecsander Martins, Evandro Cherubini Rolin, Luiz Henry Monken e Silva, Pe. Rogério Diesel e todos aqueles que de alguma, direta ou indiretamente participaram desta conquista.

Em especial, agradeço aos professores Dr. Claiton Moro Franchi e Dr. Gilson Júnior Schiavon pela indicação e parceria.

# Lista de Figuras

<b>Figura 2.1:</b>	Onda Eletromagnética (J; WEYER, 2008).....	24
<b>Figura 2.2:</b>	Movimento vibracional de Estiramento (a) Estiramento Simétrico, (b) Estiramento Assimétrico.....	26
<b>Figura 2.3:</b>	Movimento vibracional de Dobramento (a) Dobramento Simétrico, (b) Dobramento Assimétrico.....	26
<b>Figura 2.4:</b>	Reflectância difusa (PAVIA et al., 2010) .....	27
<b>Figura 2.5:</b>	Espectro de absorção para semicondutores (SUGAWARA, 1999) .....	28
<b>Figura 2.6:</b>	Resposta Espectral do estado da arte de fotodiodos (DECOSTER; HARARI, 2009).....	29
<b>Figura 2.7:</b>	Pastilha de efeito Peltier: Estrutura interna (SALERNO, 2010) .....	31
<b>Figura 2.8:</b>	Gráfico de comportamento para a corrente de escuro no fotodetector (ROITHNER, 2010b).....	32
<b>Figura 3.1:</b>	Comparação entre as tecnologias PbS e InGaAs: Redução de ruído com InGaAs (SHIMADZU, 2011).....	34
<b>Figura 3.2:</b>	Diagrama de blocos do protótipo .....	35
<b>Figura 3.3:</b>	Circuito de condicionamento: Diagrama de blocos .....	36
<b>Figura 3.4:</b>	Conversor corrente-tensão e ganho de entrada.....	37
<b>Figura 3.5:</b>	Formas de onda de saída do circuito conversor corrente-tensão.(a) Sinal antes do capacitor, (b) Sinal após a introdução do capacitor .....	38
<b>Figura 3.6:</b>	Curva de resposta do filtro passa faixa - Maior ganho em 1 kHz (J., 2003) .....	40
<b>Figura 3.7:</b>	Diagrama interno do filtro ativo integrado: Poucos componentes externos (BURR-BROWN, 1993).....	41
<b>Figura 3.8:</b>	Formas de onda na saída do filtro passa-faixa.....	42

<b>Figura 3.9:</b>	Ganho de saída e tensão de desvio.....	43
<b>Figura 3.10:</b>	Circuito detector de pico .....	44
<b>Figura 3.11:</b>	Detector de pico: Formas de onda no circuito. (a) Tensão em C3 e pulso CT, (b) Saída do filtro passa-faixa e pulso CT .....	44
<b>Figura 3.12:</b>	Forma de onda de saída do filtro Passa-Faixa e sinal CT1: Sincronismo.....	45
<b>Figura 3.13:</b>	Sinais de saída do circuito de condicionamento: Leitura depende de comando CT1. (a) Sinal de saída para o ADC em sincronismo com a saída do filtro, (b) Sinal de saída para o ADC e comando CT1.....	47
<b>Figura 3.14:</b>	Foto da placa de circuito impresso: sensor de temperatura e fotodetector .....	48
<b>Figura 3.15:</b>	Esboço do sistema óptico. A luz refletida pela amostra é aplicada à janela do fotodetector .....	49
<b>Figura 3.16:</b>	Espelho côncavo: (a) vista inferior com abertura para o fotodetector, (b) encapsulamento do fotodetector .....	50
<b>Figura 3.17:</b>	Intensidade relativa: Equilíbrio entre radiação luminosa e distância p .....	52
<b>Figura 3.18:</b>	Exemplo de leitura realizada pelo protótipo .....	52
<b>Figura 3.19:</b>	Acionamento de um dos LEDs e sinal de sincronismo .....	54
<b>Figura 3.20:</b>	Rotina detalhada de acionamento dos LEDs NIR.....	55
<b>Figura 3.21:</b>	Circuito da fonte de corrente: Ajuste feito por potenciômetro.....	57
<b>Figura 3.22:</b>	Sequência lógica de acionamento dos LEDs .....	57
<b>Figura 3.23:</b>	Diagrama de controle do trocador de calor.....	59
<b>Figura 3.24:</b>	Etapa de potência da ponte H - Estados lógicos de operação ....	60
<b>Figura 3.25:</b>	Rotina de controle de temperatura.....	61

<b>Figura 3.26:</b>	Fontes de alimentação do sistema de aquisição.(a) Fonte regulada para circuito de condicionamento e controle, (b) Fonte para alimentar a etapa de potência.....	62
<b>Figura 4.1:</b>	Foto da placa de condicionamento .....	66
<b>Figura 4.2:</b>	Foto da placa dos fotoemissores .....	66
<b>Figura 4.3:</b>	Foto da placa do fotodetector e sensor de temperatura montada no dissipador de calor.....	67
<b>Figura 4.4:</b>	Foto da ponte H.....	67
<b>Figura 4.5:</b>	Gabinete metálico do sistema: configuração mecânica dos dispositivos .....	68
<b>Figura 4.6:</b>	Sistema de aquisição: acesso a amostra em teste e disposição do espelho plano.....	69
<b>Figura 4.7:</b>	Trocador de calor do sistema de arrefecimento.....	69
<b>Figura 4.8:</b>	Testes iniciais: Gráfico de resposta para emissões de 970 nm ....	72
<b>Figura 4.9:</b>	Testes iniciais: Gráfico de resposta para emissões de 1200 nm.....	72
<b>Figura 4.10:</b>	Testes iniciais: Gráfico de resposta para emissões de 1450 nm.....	72
<b>Figura 4.11:</b>	Resultado dos testes finais para resposta a emissão na banda espectral de 970 nm.....	74
<b>Figura 4.12:</b>	Resultado dos testes finais para resposta a emissão na banda espectral de 1200 nm.....	75
<b>Figura 4.13:</b>	Resultado dos testes finais para resposta a emissão na banda espectral de 1450 nm.....	75
<b>Figura 4.14:</b>	Resposta pontual aos comprimentos de onda de 970 nm, 1200 nm e 1450 nm .....	75
<b>Figura 4.15:</b>	Mínimos Quadrados: Resposta para 970 nm .....	78
<b>Figura 4.16:</b>	Mínimos Quadrados: Resposta para 1200 nm .....	78

<b>Figura 4.17:</b>	Mínimos Quadrados: Resposta para 1450 nm .....	78
<b>Figura 4.18:</b>	Resposta do sistema de aquisição com e sem controle de temperatura: Resposta para 970 nm .....	82
<b>Figura 4.19:</b>	Resposta do sistema de aquisição com e sem controle de temperatura: Resposta para 1200 nm .....	83
<b>Figura 4.20:</b>	Resposta do sistema de aquisição com e sem controle de temperatura: Resposta para 1450 nm .....	83
<b>Figura 4.21:</b>	Temperatura sobre o fotodetector PT511.....	84
<b>Figura 5.1:</b>	Proposta futura: Sistema de aquisição adequado ao ambiente industrial .....	91

# Lista de Tabelas

<b>Tabela 4.1:</b>	Amostras utilizadas nos testes iniciais com o medidor .....	71
<b>Tabela 4.2:</b>	Amostras utilizadas nos testes finais com o medidor .....	73
<b>Tabela 4.3:</b>	Ordem de leitura de umidade das amostras em teste de triplicata .....	74

# Lista de Símbolos e Abreviações

<i>NIR</i>	Infravermelho Próximo
<i>MRI – NIR</i>	Ressonância Magnética e Infravermelho Próximo
<i>DSP</i>	Processador Digital de Sinais
<i>CH<sub>4</sub></i>	Metano
<i>CO</i>	monóxido de Carbono
<i>InGaAs</i>	índio Arseneto de Gálio
<i>H<sub>2</sub>O</i>	água
<i>PbS</i>	Sulfeto de Chumbo
<i>GaAs</i>	Arseneto de Gálio
<i>Mid – IR</i>	Infravermelho Médio
<i>FIR</i>	Infravermelho Distante
<i>FT – NIR</i>	Infravermelho Próximo com transformada de Fourier
<i>AOTF</i>	Filtro Óptico Acústico Sintonizável
<i>H<sub>2</sub></i>	Hidrogênio
<i>Cl<sub>2</sub></i>	Gás Cloro
<i>APD</i>	Fotodiodo de Avalanche
<i>InP</i>	Fosfeto de índio
<i>InAs</i>	Arseneto de índio
<i>GaP</i>	Fosfeto de Gálio
<i>InGaAsP</i>	Fosfeto de índio Arseneto de Gálio
<i>Si</i>	Silício
<i>Ge</i>	Germânio
<i>GaN</i>	Nitreto de Gálio
$\Delta T$	Variação de Temperatura
$+\Delta T$	Elevação de Temperatura
$-\Delta T$	Diminuição de Temperatura
<i>SP</i>	Setpoint de Temperatura

$i$	Corrente Elétrica
$\mu_n$	índice de Mobilidade dos elétrons
$n_{optical}$	índice de Refração da Luz
$B_{i2}Te_3$	Telureto de Bismuto
LED	Diodo Emissor de Luz
CMRR	Razão de Rejeição em Modo Comum
$i_p$	Corrente no Fotodetector
$V_o$	Tensão de Saída do estágio de entrada
$\omega_{min}$	Frequência de comutação dos LEDs
$Vó$	Tensão de Saída Ampificada
$A_{vo}$	Ganho de tensão de saída
$f_0$	Frequência Central do filtro passa-faixa
$V_{BP}$	Tensão na saída do filtro passa-faixa
$V_{in(s)}$	Tensão de entrada do filtro passa-faixa
$A_{BP}$	Ganho do filtro passa-faixa
$Q$	Fator de qualidade do filtro passa-faixa
$\omega_n$	Frequência Natural do filtro passa-faixa
$f_{c1}$	Frequência de corte inferior
$f_{c2}$	Frequência de corte superior
PP1	Topologia Par de Polos 1
$R_G$	Resistor de ganho externo
BP OUT	Saída do filtro passa-faixa
$V_o''$	Tensão de saída ajustada
VSTAB	Tensão de referência de precisão
CT1	Sinal de descarga para o detector de pico
ADC	Conversor Analógico-Digital
USB	Barramento Serial Universal
CCM	Circuito de Controle Microcontrolado
$R_c$	Raio do espelho côncavo
IR	Infravermelho

$f$	Foco do espelho côncavo
$R_p$	Raio do espelho plano
$d$	Distância entre os espelhos plano e côncavo
$D$	Distância entre a amostra e o espelho côncavo
$I_r$	Máxima intensidade luminosa
$d_i$	Distância entre o espelho côncavo e a imagem
$R_a$	Raio da superfície da amostra iluminada pelos LEDs
$A$	Fator de ampliação da imagem
$A_r$	área relativa
$A_i$	Fator de variação de focalização
PC	Computador Pessoal
$t_r$	Tempo de subida
$t_f$	Tempo de descida
BW	Largura de banda
CLK	Clock de sincronismo para acionamento dos LEDs
SX	Seleção do LED a ser acionado
AND	Lógica E entre o Clock e o LED selecionado
DV	Desvio
MV	Saída do Controlador
$k_p$	Constante de Proporcionalidade
$S_0$	Saída do controlador quando DV=0
PV	Variável de Processo
PWM	Modulação por Largura de Pulso
CA - CC	Conversor corrente alternada em Corrente contínua
$V_{ca}$	Tensão em corrente alternada
$V_{cc}$	Tensão em corrente contínua
CC - CC	Conversor corrente contínua em corrente contínua
PCI	Placa de circuito impresso
$Y_i$	Variação de tensão em função da umidade
$X_i$	Variação de umidade do grupo de amostras

$e_i$	Erro aleatório da $i$ -ésima observação
$S$	Somatória dos Erros quadráticos
$\hat{y}$	Reta de Regressão Linear
$\hat{y}_i$	Valor predito da regressão linear ao valor lido
$e_i$	Diferença entre os valores observados e preditos
$R^2$	Coeficiente de determinação
$\sigma$	Variância populacional
$N$	Número de observações das amostras
$x_i$	Valor da observação referente à amostra “ $i$ ”
$s$	Desvio Padrão
$cv$	Coeficiente de Variação

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b> .....	<b>18</b>
	1.1 <b>Objetivos</b> .....	<b>22</b>
<b>2</b>	<b>Fundamentação Teórica</b> .....	<b>23</b>
	2.1 <b>Radiação Eletromagnética e Espectroscopia</b> .....	<b>23</b>
	2.2 <b>Reflectância difusa</b> .....	<b>27</b>
	2.3 <b>Fotoemissores e Fotodetectores</b> .....	<b>27</b>
	2.4 <b>Efeito Peltier</b> .....	<b>30</b>
<b>3</b>	<b>Desenvolvimento do sistema de aquisição</b> .....	<b>33</b>
	3.1 <b>Descrição do processo</b> .....	<b>35</b>
	3.2 <b>Circuito de Condicionamento do Receptor</b> .....	<b>36</b>
	3.2.1 <b>Estágio de ganho de entrada</b> .....	<b>37</b>
	3.2.2 <b>Filtro Passa-Faixa</b> .....	<b>39</b>
	3.2.3 <b>Ganho de saída e tensão de desvio</b> .....	<b>42</b>
	3.2.4 <b>Detector de Pico</b> .....	<b>43</b>
	3.3 <b>Sensor de Temperatura</b> .....	<b>48</b>
	3.4 <b>Circuito de Controle Microcontrolado</b> .....	<b>49</b>
	3.5 <b>Sistema óptico</b> .....	<b>49</b>
	3.6 <b>Comunicação com PC</b> .....	<b>52</b>
	3.7 <b>Acionamento lógico dos LEDs</b> .....	<b>53</b>
	3.8 <b>Controle de Temperatura</b> .....	<b>58</b>
	3.8.1 <b>Circuito de condicionamento de temperatura</b> .....	<b>59</b>
	3.9 <b>Fonte de alimentação</b> .....	<b>61</b>
	3.10 <b>Condicionamento das amostras e metodologia de teste</b> .....	<b>62</b>
<b>4</b>	<b>Resultados</b> .....	<b>65</b>
	4.1 <b>Protótipo desenvolvido</b> .....	<b>65</b>
	4.1.1 <b>Placa do circuito de condicionamento analógico</b> .....	<b>65</b>

4.1.2 Placa dos fotoemissores .....	66
4.1.3 Placa do fotodetector e sensor de temperatura .....	66
4.1.4 Placa da Ponte H .....	67
4.2 Resultados experimentais de medição .....	70
4.2.1 Resultados iniciais .....	70
4.2.2 Resultados Finais .....	73
4.3 Discussão dos Resultados.....	76
4.4 Resultados da sensibilidade à umidade das amostras.....	77
4.4.1 Análise dos resultados .....	78
4.5 Resultados obtidos com variação de temperatura e luminosidade .....	82
4.5.1 Resposta a variação de Temperatura .....	82
4.5.2 Resposta a variação de luminosidade na região da amostra em teste.....	84
4.5.3 Resultados do controle de temperatura sobre o fotodetector.....	84
5 Conclusões .....	86
5.1 Limitações .....	89
5.2 Propostas Futuras.....	90
Apêndice A - Regressão Linear .....	92
Referências.....	95

# 1 Introdução

As pesquisas desenvolvidas na área da instrumentação eletrônica, oferecem soluções para diferentes segmentos desde o industrial até o médico, permitindo que alguns modelos aplicados possam através de tecnologias inovadoras otimizar os processos tradicionais de medição, acarretando em significativo aumento de produtividade (no caso de um processo industrial) conforme Panero (2007) ou no rápido diagnóstico de uma doença na área médica, de acordo com Zako et al. (2010).

Um dos modelos que revolucionaram o campo da instrumentação eletrônica utiliza técnicas baseadas na espectroscopia do infravermelho, que define-se como a capacidade de absorver a energia da radiação luminosa presente em quase todos os compostos da natureza. Estas técnicas atuam em diversas áreas e possibilitam que aspectos de interesse sejam estudados indiretamente, como a determinação da existência de uma substância ou mesmo na identificação de determinada radiação que seria de difícil análise por outro método.

A espectroscopia do infravermelho possibilita o estudo de características em amostras diretamente em seu estado natural, ou seja, é um método de análise não destrutivo e permite que as amostras sob teste se apresentem em praticamente qualquer estado físico. Esta característica lhe confere a capacidade de operação em ambientes onde a velocidade de resposta (medição em tempo real) é um fator determinante ou não permite alteração da forma física da amostra em estudo.

Dentro da banda espectral do Infravermelho, está compreendido o Infravermelho próximo (NIR), que se estende de 700 nm a 2500 nm. Esta faixa de espectro eletromagnético é amplamente utilizada atualmente desde a instrumentação industrial a procedimentos de diagnóstico médico e tratamento de doenças, como é o caso do método de ressonância magnética e infravermelho próximo (MRI-NIR) apresentado por Brooksby et al. (2003), onde a combinação destas duas tecnologias potencializam a visualização de tumores em alta resolução de forma não invasiva.

De acordo com J. e Weyer (2008), as pesquisas com NIR mostraram seus primeiros resultados satisfatórios a partir da década de 1960, onde um pesquisador chamado Karl Norris apresentou ao mundo o seu valor ao desenvolver um método para medir a umidade em extratos metanólicos de sementes com o uso da emissão do NIR. Desde então esta tecnologia foi aceita também em outras áreas como: a indústria química, petroquímica, papel e celulose, farmacêuticas, etc. Já a partir da década de 1970, muitos outros pesquisadores baseados no modelo de Karl Norris desenvolveram métodos utilizando NIR e até hoje, várias pesquisas se estendem desde a análise de alimentos e compostos industriais até a área médica, onde existem modelos aplicados à terapias e tratamento de doenças. Como exemplo disso, é possível encontrar pesquisas envolvendo NIR na área de diagnóstico e cura do câncer, conforme os trabalhos desenvolvidos por Zako et al. (2010) e Gan, Zahedi e Ali (2009).

As possíveis aplicações da tecnologia baseada em NIR são muito amplas e podem atender a diversas áreas do conhecimento humano, como por exemplo, a área de análises químicas, que utiliza a espectroscopia do NIR para determinar características em amostras que definem sua estrutura ou a presença de determinado componente específico de forma indireta. Dessa forma é possível determinar a concentração percentual de determinada molécula em uma amostra ou mesmo classificar produtos de diferentes naturezas como: combustíveis, alimentos, madeira, etc. (NASCIMENTO, 2008; VESELÁ et al., 2007; MOREIRA, 2007), conforme a pesquisa de Rezende et al. (2010), que utiliza o NIR para determinar a maciez da carne de bovinos.

A maioria dos modelos de espectroscópios utiliza um computador pessoal associado ao sistema de aquisição do NIR, este que tem o objetivo de processar e armazenar os dados obtidos das leituras realizadas. Isso limita o uso do instrumento a operar e depender da presença de um computador para funcionar efetivamente. Com base nesta dependência, Teng et al. (2011) propõe uma solução que torna autônomo o sistema de aquisição para espectroscopia do NIR através de uma técnica baseada em DSP (Processador Digital de Sinais), a qual permite realizar medições em tempo real e armazenamento dos dados no próprio equipamento. O modelo utiliza um filtro passa-baixa digital do próprio processador para reduzir o ruído dos dados espectrais e mostra-se apto a analisar as informações obtidos em tempo real, porém, algumas funções relacionadas ao processamento de dados ainda não se encontram aperfeiçoadas.

Do mesmo modo como observado por Teng et al. (2011), Kalamatianos et al. (2006) relacionaram algumas limitações inerentes aos sistemas de aquisição para

espectroscopia, baseado na topologia que utiliza o interferômetro *Michelson*. Sua pesquisa objetiva o auto-ajuste do sistema óptico do interferômetro antes de iniciar os testes com as amostras (durante o *setup* do instrumento), uma vez que esta topologia apresentou problemas no alinhamento de seus espelhos quando o equipamento era transportado até o local das medições, causando leituras errôneas.

A proposta de Kalamatianos et al. (2006) apresenta um modelo de alinhamento dinâmico do sistema óptico baseado em redes neurais artificiais com a técnica *multi-layer perceptron*. Este modelo foi avaliado com base na identificação da concentração de creatinina e uréia em amostras de sangue *in-vitro* e obteve sucesso na estabilização da leitura do instrumento, mesmo após transportar o sistema de aquisição e submetê-lo a vibrações. Ainda assim, alguns problemas mecânicos associados à topologia clássica do interferômetro (que utiliza partes móveis de difícil alinhamento) imprimem desvios em seus resultados.

Os sistemas de aquisição baseados na espectroscopia utilizam fotodetectores como elementos sensíveis a variação luminosa. Existem atualmente vários materiais voltadas a fabricação de fotodetectores, os quais diferenciam-se principalmente com relação a região de operação do espectro eletromagnético. Isso dificulta a detecção de determinados compostos quando o perfil espectral da molécula de interesse está além da faixa de operação do fotodetector. Esta limitação levou ao desenvolvimento de muitos modelos aplicando a tecnologia do NIR, inclusive o de Huimin, Mi e Junhua (2007), que utilizaram um fotodetector de InGaAs (Índio Arsenito de Gálio), que opera entre 900 nm e 1650 nm para detectar a presença de metano ( $CH_4$ ) e monóxido de carbono (CO) em amostras de gás através de um Filtro Óptico Acústico Sintonizável (AOTF).

A técnica apresentada por Huimin, Mi e Junhua (2007), oferece uma solução para o desenvolvimento de um detector de gás utilizando um fotodetector de InGaAs e concluiu que a espectroscopia do NIR aplica-se a análises quantitativas da concentração de gases. Já os resultados de sua pesquisa foram avaliados por análise multivariada de dados com o método dos mínimos quadrados. Segundo Huimin, Mi e Junhua (2007), o espectrômetro AOTF pode ser utilizado para grandes concentrações de gás, porém, devido as características especiais apresentadas pela amostra em estado gasoso, o modelo de detector apresentado mostrou-se limitado para operar com pequenas concentrações. Outros fatores que são o comprimento óptico do sistema de aquisição e a intensidade luminosa da lâmpada utilizada como sendo determinantes no funcionamento da tecnologia AOTF.

A faixa de espectro eletromagnético de interesse da proposta apresentada por

Huimin, Mi e Junhua (2007) foi atendida por um fotodetector de InGaAs, pois os picos dos mapas espectrais relativos aos gases de interesse estão compreendidos nos limites desta tecnologia, já Filic, Corluka e Valter (2005), apresentaram um sistema de condicionamento eletrônico para a detecção de  $H_2O$  em amostras de sementes de milho na região de 1940 nm, onde ocorre o maior pico de absorção para esta ligação molecular. Para operar nesta faixa do espectro eletromagnético, Filic, Corluka e Valter (2005) utilizou um fotodetector de PbS (sulfeto de chumbo) que opera entre 1000 nm e 2500 nm. Embora capaz de atender a faixa do espectro eletromagnético de interesse, o modelo apresentado encontrou problemas com ruídos de diferentes origens, como: fonte de alimentação, radiação de infravermelho e circuito de processamento, além dos ruídos gerados pelo próprio semicondutor do fotodetector (ruído branco e *flicker*).

Segundo Filic, Corluka e Valter (2005), outros limitantes apresentados por seu modelo, estão relacionados também com o corpo da amostra e a frequência do *chopper*, este último, que determina o tempo de resposta do sistema de aquisição. Para minimizar os problemas com ruídos, Filic, Corluka e Valter (2005) utilizaram uma série de técnicas, como o estreitamento do campo de visão do fotodetector para reduzir a influência da radiação de infravermelho e a diminuição da largura de banda de frequência para aumentar a performance da medição devido ao efeito do ruído branco. Durante os experimentos, foi constatado que a resistência de escuro (*dark resistance*) do fotodetector depende da temperatura de operação, então um sistema de arrefecimento composto de dissipador de calor e ventilador (internos ao protótipo) foi utilizado para estabilizar a variação térmica sobre o sensor óptico.

Baseado nos modelos supracitados, esta pesquisa desenvolveu um sistema de aquisição eletrônico capaz de condicionar o sinal luminoso proveniente de um sistema óptico utilizando um fotodetector de InGaAs. O protótipo mostrou-se sensível as variações de umidade e utiliza um sistema óptico dotado de LEDs (Diodos Emissores de Luz) fabricados com GaAs (Arseneto de Gálio), com faixas de emissão fixas em 970 nm, 1200 nm e 1450 nm. Conta com circuito de controle de temperatura que atua sobre a superfície do fotodetector para minimizar a influência da variação térmica externa.

O sistema de aquisição desenvolvido foi testado com base na detecção de umidade em um grupo de amostras de café solúvel da família *Spray Dried* com concentrações de  $H_2O$  variando entre 1,55% e 2,53% através da reflectância difusa do NIR, onde foi verificado que a sensibilidade a variações de umidade apresentada pelo sistema classificam o modelo desenvolvido como aceitável. Esta conclusão

leva em consideração a análise dos dados obtidos com as leituras do protótipo através de regressão linear (mínimos quadrados), onde a variação de umidade das amostras é verificada por variações de tensão (0 Vcc e 5 Vcc) em até 98% (faixa de 1450 nm).

A topologia utilizada no sistema de aquisição desenvolvido, permite que o circuito de condicionamento seja capaz de atuar em diferentes áreas onde a tecnologia do NIR pode ser utilizada, manipulando-se apenas o modelo de fotodetector e dos fotoemissores, tornando o sistema capaz de atuar em diferentes comprimentos de onda de acordo com o foco de interesse, assim, além da umidade é possível detectar também a concentração de substâncias com respostas vibracionais diferentes das ligações de  $H_2O$ .

## 1.1 **Objetivos**

O objetivo deste trabalho foi desenvolver um sistema de aquisição eletrônico baseado na espectroscopia do infravermelho próximo (NIR) capaz de converter a variação de luz difusa em sinal elétrico.

Mais especificamente, pretendeu-se desenvolver um sistema com as seguintes características:

1. capacidade de converter a variação luminosa da banda espectral do NIR em um sinal elétrico;
2. estabilidade térmica sobre o fotodetector;
3. comunicação com um computador pessoal via USB para entrega dos dados das medições.

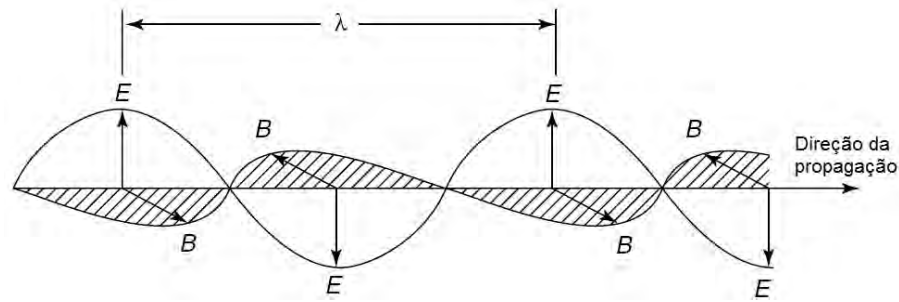
## 2 Fundamentação Teórica

Neste capítulo serão apresentados os conceitos fundamentais relacionados ao desenvolvimento do sistema de aquisição para espectroscopia do infravermelho próximo e fornecem a base de entendimento para os termos utilizados ao longo da dissertação, desde a reflectância até os materiais utilizados na fabricação dos semicondutores (fotodetector e fotoemissor).

O desenvolvimento desta pesquisa resultou na concepção de um modelo que reúne conceitos de Óptica, Química, Física, Eletrônica, Computação e Estatística. A Óptica foi necessária para dimensionar o sistema óptico do protótipo, já a Química, atua na espectroscopia e energia vibracional da região do espectro eletromagnético de interesse. No caso da Física, seus conceitos relacionam o funcionamento do sistema óptico e do efeito *Peltier* (visto mais adiante) utilizado no condicionamento da temperatura, a Eletrônica foi amplamente explorada no que se diz respeito aos circuitos desenvolvidos por esta pesquisa, já a computação engloba o processamento e a comunicação dos dados das leituras realizadas pelo protótipo. A Estatística foi aplicada para inferir sobre os resultados do modelo e classificá-los como úteis ao fornecimento de dados para uma posterior etapa: a calibração multivariada. Esta técnica não é contemplada por esta pesquisa e utiliza os resultados providos pelo sistema de aquisição para determinar concentrações percentuais, mas para isso, o mesmo deve apresentar resultados com linearidade mínima, determinada por regressão linear (TEHISEN, 1997; SKOOG; HOLLER; CROUCH, 2002). Este conceito está discriminado no apêndice A, onde são definidas todas as rotinas matemáticas utilizadas para esta estimativa.

### 2.1 Radiação Eletromagnética e Espectroscopia

De acordo com as teorias de Maxwell, a radiação eletromagnética é composta por dois campos (elétrico e magnético) perpendiculares entre si, oscilando em planos individuais, alinhados por ângulos retos (SERWAY; J., 2005), conforme a figura 2.1 de (J.; WEYER, 2008), onde o conceito é ilustrado. Já a Espectroscopia é



**Figura 2.1:** Onda Eletromagnética (J.; WEYER, 2008).

definida como a interação da luz com a matéria. A luz, neste contexto, é o amplo espectro de energia contínua denominada de espectro eletromagnético, conforme (PAVIA et al., 2010).

Ao longo das pesquisas relacionadas à Espectroscopia, no ano de 1.800 foi descoberto o infravermelho (*IR*) pelo pesquisador Friedrich Willian Herschel, que identifica esta banda do espectro eletromagnético localizada acima da região do espectro visível (400 nm a 700 nm) e abaixo das microondas. O infravermelho é dividido em três tipos, sendo: Infravermelho Próximo (*NIR*), Infravermelho Médio (*mid-IR*) e Infravermelho distante (*FIR*) e está compreendido entre os comprimentos de onda de  $0,7 \mu\text{m}$  a  $1000 \mu\text{m}$ .

A região do NIR está compreendida entre 700 nm e 2500 nm e desde 1.896, pesquisas vem sendo desenvolvidas com base em seus efeitos em diversas áreas. Uma pesquisa desenvolvida por Karl Norris em 1.949 anunciou a introdução do infravermelho próximo ao mundo, mas apenas na década de 1.970 é que este tema foi adotado por outros segmentos em toda a comunidade científica (BURNS; CIURCZAK, 2001). No campo da instrumentação, há diversas tecnologias relacionadas ao NIR, onde é possível destacar algumas que utilizam diferentes métodos, como:

- filtros;
- monocromadores;
- FT-NIR;
- arranjo de diodos (*Diode Array*) e
- filtro óptico acústico sintonizável (AOTF).

Os filtros são distribuídos sobre a superfície de um disco formando um modulador mecânico conhecido como *chopper*. Uma fonte de luz é inserida em um dos lados do disco e quando este está girando, permite que a luz emitida atravessasse

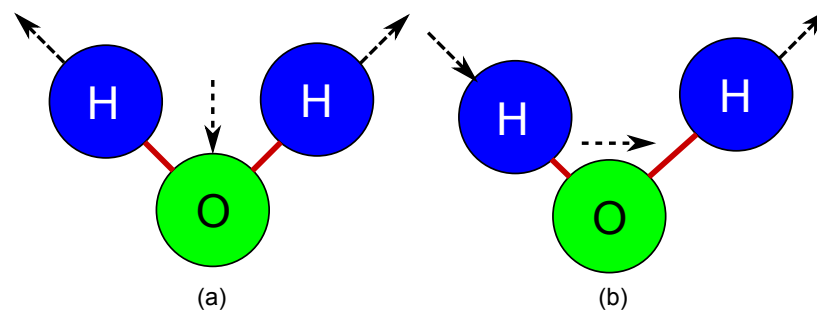
cada um dos filtros dispostos em sua superfície. Do outro lado, a amostra em estudo recebe a luz que atravessa estes filtros e reage de maneira particular a cada comprimento de onda emitido ou filtrado.

Segundo Velasco (2010), este método apresenta algumas limitações quanto às faixas de comprimento de onda possíveis, uma vez que opera com faixas fixas de espectro, o que o torna orientado a análises discretas e aplicações relativamente simples, além de apresentar problemas de estabilidade e mudanças de ângulo de incidência do feixe luminoso. Os monocromadores apresentam mais informações, portanto com melhores resultados comparados aos filtros, porém, possuem algumas limitações que se resumem a problemas com repetitividade muitas partes móveis, apresentando problemas com vibração.

O método conhecido como FT-NIR (*Fourier Transform Near Infrared*) ou Infravermelho próximo com Transformada de Fourier também apresenta alta velocidade de resposta e ótima repetitividade, mas seu custo é muito elevado, embora muito utilizado por vários fabricantes de equipamentos que empregam o NIR em laboratórios de análises químicas (VELASCO, 2010).

Já o arranjo de diodos apresenta melhores resultados que os anteriores, principalmente devido a alta velocidade de resposta associado a não presença de partes móveis, porém, limita-se a quantidade de detectores montados em seu arranjo. Normalmente apresenta banda limitada em 1750 nm, conforme Schubert (2006), porém, de acordo com Ozaki, McClure e Chisty (2006), o método mais eficiente entre os apresentados é Filtro Óptico Acústico Sintonizável (AOTF), que apresenta alta velocidade de resposta com até 16000 comprimentos de onda por segundo, alta resolução e não apresenta partes móveis.

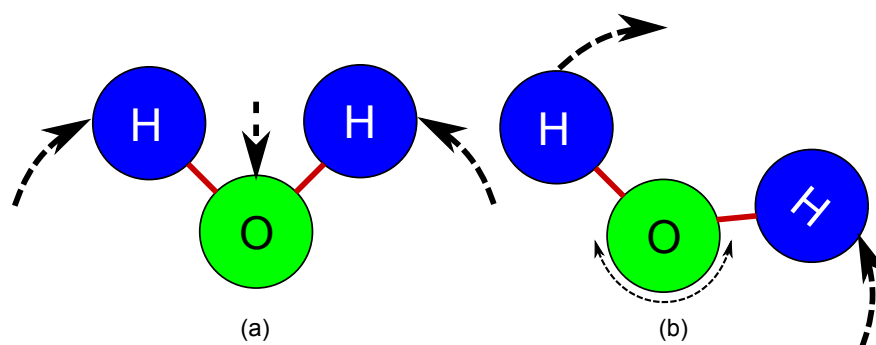
De acordo com J. e Weyer (2008), o método espectroscópico baseia-se na capacidade da radiação luminosa de absorver energia nas bandas do espectro de Infravermelho que quase todos os compostos com ligações covalentes (orgânicos ou inorgânicos) apresentam. Porém, essa absorção ocorre apenas em frequências vibracionais selecionadas, de modo a coincidirem com a frequência vibracional natural da ligação entre os átomos. Conforme Pavia et al. (2010), a vibração molecular ocorre em diferentes modos, sendo os mais comuns: modo de estiramento e modo de dobramento. O modo de Estiramento consiste na variação do comprimento da ligação e apresenta dois tipos, sendo: estiramento simétrico e estiramento assimétrico, onde este último ocorre em frequências mais elevadas que o simétrico. A figura 2.2 ilustra a arquitetura do modo de estiramento simétrico e assimétrico.



**Figura 2.2:** Movimento vibracional de Estiramento (a) Estiramento Simétrico, (b) Estiramento Assimétrico.

O modo de dobramento consiste em uma variação ou mudança no ângulo de uma ligação entre os átomos, ocorrendo no plano da mesma. Este modo é verificado em frequências inferiores as ocorridas no modo de estiramento. A figura 2.3 apresenta a arquitetura do modo de dobramento. O que permite que as moléculas absorvam a energia da radiação luminosa da banda espectral de Infravermelho é o tipo de ligação que ocorre entre os átomos dos diferentes elementos que as compõe.

Apenas as moléculas que apresentam momento de dipolo são capazes de absorver energia vibracional do infravermelho. Se uma amostra composta por moléculas de  $H_2O$ , por exemplo, for bombardeada por um feixe de luz de infravermelho, suas moléculas excitam-se para atingir um estado de maior energia. Este fenômeno ocorre de forma mais pronunciada nas ligações de  $H_2O$  nas bandas de 970 nm, 1200 nm, 1440 nm e 1940 nm, conforme Pavia et al. (2010). Já as moléculas com ligações simétricas como as do Hidrogênio ( $H_2$ ) e o gás Cloro ( $Cl_2$ ), por exemplo, não são capazes de absorver energia vibracional do infravermelho.

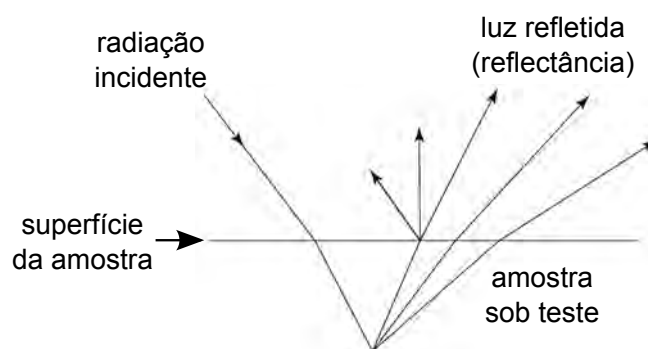


**Figura 2.3:** Movimento vibracional de Dobramento (a) Dobramento Simétrico, (b) Dobramento Assimétrico.

## 2.2 Reflectância difusa

Segundo Serway e J. (2005), todo corpo visível é uma fonte de luz, luminosa ou iluminada. Os corpos luminosos são aqueles que produzem a luz que irradiam e os corpos iluminados são aqueles que refletem a luz proveniente de um corpo luminoso. O princípio da reflexão da luz compreende a parcela de radiação eletromagnética que é refletida por um corpo, com isso temos o termo Reflectância, conforme Castro (2003), que da mesma forma se associa a luz refletida pela superfície da amostra sob teste nesta pesquisa.

Considerando um feixe de luz incidente (proveniente de uma fonte luminosa) e um corpo localizado próximo desta (amostra sob teste), verificamos que parte da luz que atinge a superfície do corpo é refletida pela mesma. A esta parcela de luz é dado o nome de luz difusa ou reflectância difusa e equivale à parcela de energia mensurável por um circuito de aquisição através de um sistema óptico. A reflectância difusa é mais bem observada na figura 2.4, onde é possível verificar a incidência de luz na amostra e sua reflexão a partir das setas ascendentes, conforme Pavia et al. (2010).



**Figura 2.4:** Reflectância difusa (PAVIA et al., 2010).

## 2.3 Fotoemissores e Fotodetectores

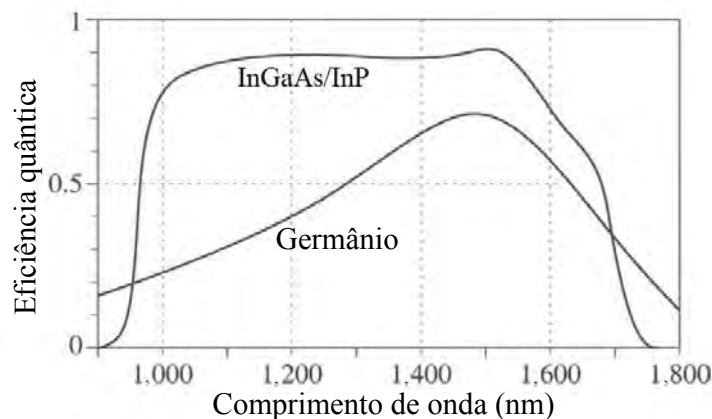
Os dispositivos optoeletrônicos capazes de emitir radiação eletromagnética, na faixa visível e os sensíveis à radiação luminosa são conhecidos como fotoemissores e fotodetectores respectivamente. Comercialmente, há vários tipos diferentes de dispositivos fotodetectores e fotoemissores, como por exemplo: tubos fotomultiplicadores, fotodiodos de vácuo, detectores piezelétricos e os fotodiodos semicondutores, variando de acordo com a tecnologia de fabricação, de modo a definir parâmetros como a velocidade de comutação, capacidade de potência, comprimento de onda de operação, entre outros.

Os fotodetectores fazem parte de uma das famílias que dominam o campo da optoeletrônica. Entre eles, os Fotodiodos de Avalanche (APDs) representam características muito relevantes que os destacam pelo seu ganho interno, devido à multiplicação das cargas dos portadores gerada pela absorção da luz incidente. Este fenômeno ocorre quando essas cargas cruzam a região de alto campo elétrico ( $> 10^5 V/cm$ ), adquirindo assim energia suficiente para ionizar os átomos da estrutura cristalina, porém, isso depende do comprimento de onda da radiação eletromagnética incidente, sendo assim, apenas algumas faixas do espectro luminoso podem ser detectados, dependendo do material utilizado na fabricação dos fotodetectores.

Dentre os materiais mais utilizadas na fabricação dos fotodetectores, que são: InP (Fosfeto de Índio), InAs (Arseneto de Índio), GaAs (Arseneto de Gálio), GaP (Fosfeto de Gálio), InGaAs (Índio Arseneto de Gálio), InGaAsP (Fosfeto de Índio Arseneto de Gálio), Si (Silício), PbS (Sulfeto de chumbo) e Ge (Germânio) (CHOI et al., 2003; SUGAWARA, 1999), os materiais GaAs e InGaAs, ocupam lugar de destaque, devido suas características de resposta em bandas do espectro eletromagnético do Infravermelho (ADACHI, 1992; SUGAWARA, 1999).

Para melhor ilustrar as características de operação destes dispositivos com relação ao espectro eletromagnético, a figura 2.5 de Decoster e Harari (2009) apresenta um gráfico que relaciona o comportamento de algumas tecnologias em função do comprimento de onda. A faixa do espectro eletromagnético compreendida entre aproximadamente 900 nm e 1650 nm é atendida pelas tecnologias InGaAs e InP, de acordo com Adachi (1992), fazendo com que a escolha por dispositivos desta magnitude seja ideal para operar no espectro do NIR (700 nm a 2500 nm) (SUGAWARA, 1999).

Através da figura 2.5, é possível constatar que a eficiência se mantém mais

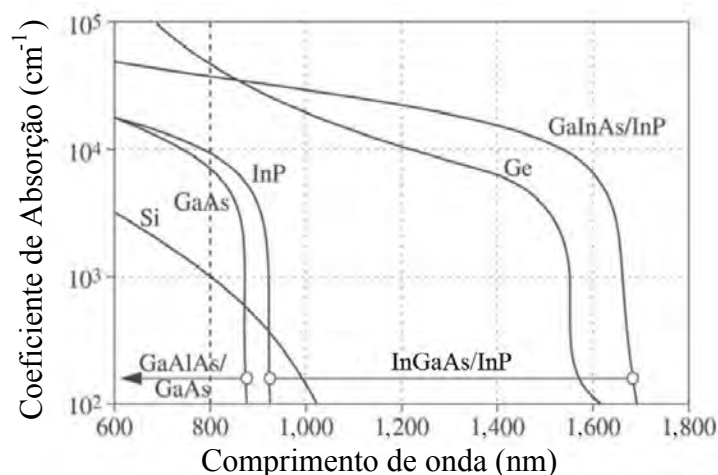


**Figura 2.5:** Espectro de absorção para semicondutores (SUGAWARA, 1999).

próxima de “um” (100%) para os materiais InGaAs e InP na faixa do espectro eletromagnético entre aproximadamente 900 nm e 1500 nm, com aproveitamento mínimo de 50% a 1650 nm, diferente do Germânio, que mesmo operando em faixas similares apresenta uma curva de menor abrangência (JANG et al., 2002; SUGAWARA, 1999). A eficiência dos materiais utilizados na fabricação dos dispositivos optoeletrônicos também varia de acordo com a banda de espectro na qual o mesmo será submetido e com o material de sua tecnologia de fabricação. O gráfico da figura 2.6 de (DECOSTER; HARARI, 2009) ilustra alguns materiais submetidos a diferentes comprimentos de onda do espectro eletromagnético e relaciona-os a sua eficiência.

Os fotoemissores representam a gama de dispositivos emissores de luz da família da optoeletrônica. Neste grupo é possível destacar o LED (Diodo Emisor de Luz), que análogo ao fotodetector, pode ser fabricado com diferentes materiais e tecnologias o que lhe permite operar em faixas distintas do espectro luminoso. De acordo com Baca e Ashby (2005), algumas tecnologias utilizadas para a fabricação do LED são: Ge, Si, InAs, InP, GaAs, GaP e GaN (Nitreto de Gálio) e da mesma forma que nos fotodetectores, há limitações e diferenças entre os tipos que os adéquam ou não para o uso em determinados comprimentos de onda. Dentre as tecnologias mais utilizadas, destacam-se: Si, GaAs e GaN. Nesta pesquisa, foram adotados LEDs de GaAs devido as suas características de emitir luz no espectro de infravermelho próximo para determinadas faixas de interesse, com foco nas moléculas de água, logo 970 nm, 1200 nm e 1450 nm (TAKAYAMA, 2009).

Conforme (DUTTA; DUTTA; FUJIWARA, 2002), a maior aplicação do GaAs atualmente é na fabricação de LEDs, principalmente devido a capacidade de



**Figura 2.6:** Resposta Espectral do estado da arte de fotodiodos (DECOSTER; HARARI, 2009).

conduzir elétrons através de sua estrutura em alta velocidade, fato que o torna adequado a aplicações de comutação em altas frequências. Comparado à demais tecnologias de materiais, como por exemplo Si e GaN, o GaAs é o que apresenta maior índice de mobilidade de elétrons ( $\mu_n$ ), chegando a ser 5,5 vezes superior que as tecnologias supracitadas. Outro indicador que destaca a tecnologia GaAs é o seu índice de refração da luz ( $n_{optical}$ ), que entre os materiais já mencionados apresenta sensível superioridade, conforme aponta Willardson e Beer (1984).

## 2.4 Efeito *Peltier*

Em 1834, o físico Jean Charles Athanase Peltier, baseado nos experimentos de *Seebeck* (efeito *Seebeck*) descobriu que unindo as extremidades (à mesma temperatura) de um par metálico termoelétrico de modo a formar um laço e introduzindo-se uma fonte de tensão em série com os condutores, ocorre a circulação de corrente  $i$  através das junções formadas, conforme Bega et al. (2011). A corrente que então passa no par termoelétrico provoca variação de temperatura entre as junções, resultando em um  $\Delta T$  que depende das características dos metais que compõe as junções. A este incremento de temperatura é dado o nome de efeito *Peltier*.

O efeito *Peltier* é amplamente utilizado na fabricação de dispositivos destinados a gerar  $\Delta T$  (diferença de temperatura), como aplicações em refrigeração e controle de temperatura em trocadores de calor eletrônicos. Este efeito é observado quando um arranjo de semicondutores tipo “P” e tipo “N” são montados cuidadosamente em série dentro de um sanduíche de cerâmica (de modo a formar uma pastilha) e são percorridos por uma corrente  $i$ . Como consequência disso, um  $\Delta T$  é gerado entre as placas da pastilha, caracterizando o inverso do efeito *Seebeck*. Esta diferença de temperatura implica que em uma das faces da pastilha haverá diminuição da temperatura e na outra face haverá incremento da mesma. Este efeito permite a manipulação da temperatura de uma superfície de forma gradativa, conforme Balbinot e Brusamarello (2010).

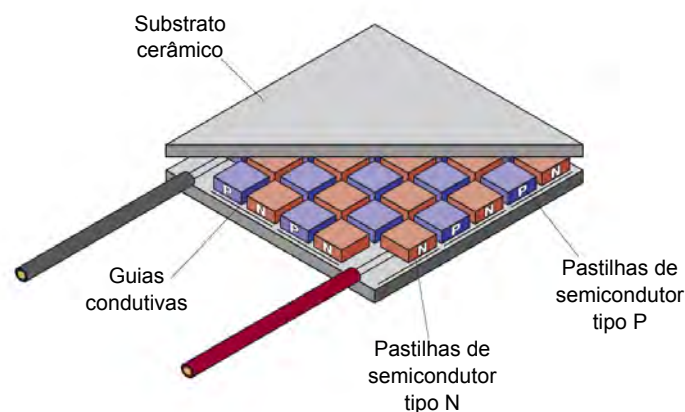
Uma limitação importante para esta tecnologia é a distância que separa as duas faces (quente e fria). Esta é fixa em aproximadamente 3,0 mm e é percorrida rapidamente pela propagação interna de calor, fazendo com que o  $\Delta T$  diminua e com ele a eficiência do sistema de troca térmica (BEGA et al., 2011). Uma solução para este problema é acoplar um dissipador de calor com ventoinha de sucção a uma das faces da pastilha. Isso faz com que a energia térmica positiva (aquecimento) seja mais facilmente entregue a atmosfera, aumentando-se com

isso a capacidade de estabelecer  $\Delta T$  entre as faces.

O aumento da  $\Delta T$  entre as faces da pastilha sujeita ao efeito *Peltier* faz com que o dispositivo tenha capacidade de corrigir maiores faixas de variação de temperatura ambiente para o mesmo sistema de troca térmica. Este efeito permite que o trocador de calor atribua a temperatura de referência pré-definida como *setpoint* (SP) a face de interesse, mesmo para algumas faixas de variação da temperatura ambiente. Em outras palavras, a faixa de operação em  $+\Delta T$  e  $-\Delta T$  em torno da SP. A pastilha de efeito *Peltier* (assim conhecida por se submeter a tal efeito) é mostrada na figura 2.7 de Salerno (2010), onde é possível observar as pastilhas de material tipo “P” e tipo “N” em arranjos interligados por meio de guias condutivas (trilhas) impressas no substrato cerâmico que sustenta a montagem.

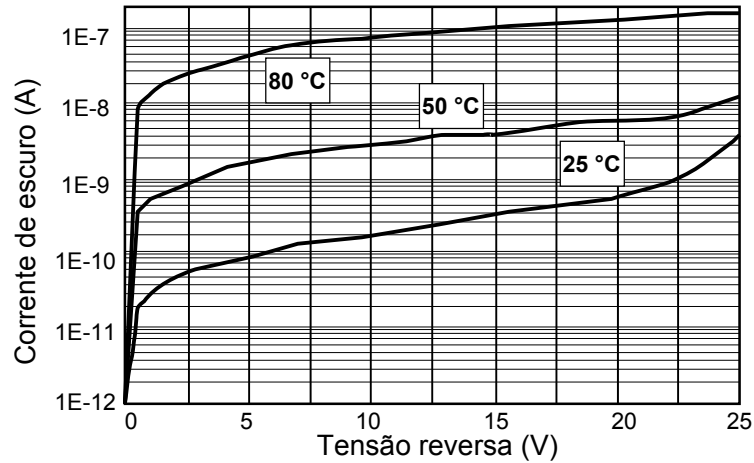
O material mais utilizado na fabricação dos semicondutores tipo “P” e tipo “N” da pastilha de efeito *Peltier* é o Telureto de Bismuto ( $Bi_2Te_3$ ). Estas pequenas pastilhas de material semicondutor são associados em série no interior do sanduíche formado por duas placas de cerâmica (substrato cerâmico), conforme figura 2.7. Uma das características mais interessantes deste efeito é sua reversibilidade, que permite inverter a temperatura em cada face da mesma pastilha com a inversão do sentido da corrente que circula através do arranjo termoelétrico. Isso permite aquecer ou resfriar a superfície de interesse para obter a temperatura desejada (SP).

No sistema de aquisição desenvolvido por esta pesquisa, a pastilha de efeito *Peltier* assume a função de elevar ou diminuir a temperatura sobre a superfície do fotodetector, uma vez que, de acordo com (ROITHNER, 2010b), a resistência de escuro do fotodetector varia de acordo com a variação térmica sobre seu en-



**Figura 2.7:** Pastilha de efeito *Peltier*: Estrutura interna (SALERNO, 2010).

capsulamento (TO-46), provocando uma variação de corrente que circula através da junção do fotodetector. A figura 2.8 ilustra o comportamento da corrente de escuro em função da tensão reversa no semiconductor do fotodetector para três valores de temperatura fixos: 25 °C, 50 °C e 80 °C.



**Figura 2.8:** Gráfico de comportamento para a corrente de escuro no fotodetector (ROITHNER, 2010b).

É possível observar através da figura 2.8 que quanto maior o valor da temperatura no fotodetector, maior o valor da corrente de escuro através do mesmo. Esta variação resultaria em leituras diferentes para temperaturas variáveis ao longo da utilização do protótipo. Então é necessário utilizar um circuito de condicionamento térmico baseado no efeito *Peltier* com o objetivo de manter estável em 25 °C o valor da temperatura sobre o fotodetector. Assim uma leitura realizada pelo sistema de aquisição poderá representar a mesma grandeza, mesmo que a temperatura ambiente sofra variação, com  $\Delta T$  limitada à capacidade do sistema de troca térmica.

### 3 Desenvolvimento do sistema de aquisição

Esta pesquisa foi orientada para a concepção de um sistema de aquisição eletrônico capaz de detectar variações de umidade em amostras orgânicas indiretamente a partir da resposta que a mesma fornece ao ser exposta a luz de infravermelho próximo (reflectância do NIR). A umidade (concentração de moléculas de  $H_2O$ ) foi o foco escolhido para avaliar este modelo, porém deve-se observar que outros compostos poderiam ser detectados em concentração percentual através do NIR dentro das bandas espectrais de interesse.

Foi utilizado um fotodetector de InGaAs que opera com maior responsividade relativa na faixa entre 800 nm e 1650 nm (PT511), conforme Ryer (1997), caracterizando sua limitação em termos de banda de detecção. Porém, esta faixa inclui a banda de emissão de 1450 nm que é uma das regiões de absorção específicas do perfil espectral de  $H_2O$ , ou seja, para este comprimento de onda, as ligações moleculares de  $H_2O$  absorvem mais energia vibracional que em outras faixas do espectro eletromagnético, de acordo com Li (2007).

As moléculas de  $H_2O$  entram em estado de maior energia também em outras regiões do espectro eletromagnético na banda do NIR, de acordo com Li (2007), Vogel et al. (2002). Esta pesquisa utilizou um fotodetector de tecnologia InGaAs, sendo assim o comprimento de onda máximo admitido de 1650 nm, então, com base na assinatura espectral de  $H_2O$ , o pico de maior intensidade para este fotodetector ocorre em aproximadamente 1400 nm, região onde a energia absorvida chega a aproximadamente  $10^0 \text{ cm}^{-2}/\text{atm}$ , faixa do espectro atendida pelo LED de 1450 nm.

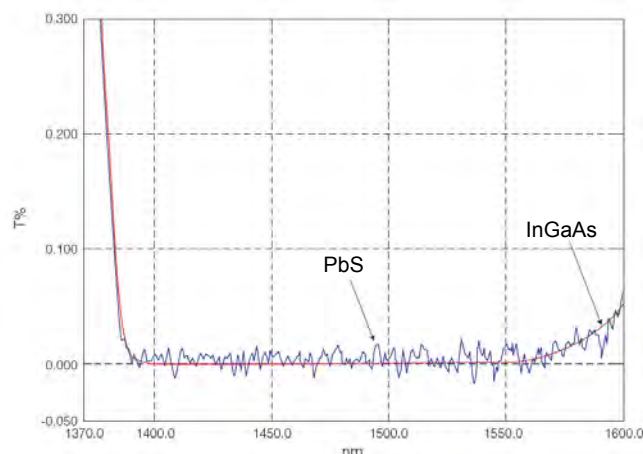
Os comprimentos de onda dos fotoemissores são fixos e dependem de valores disponíveis comercialmente, deste modo, para atender a regiões espectrais estabelecidas pela ligação molecular de interesse. São utilizados LEDs que apresentem comprimentos de onda aproximados dos valores de maior intensidade, conforme mapa espectral referente a amostra, como é o caso da água, para esta pesquisa.

Há, porém, outros fotodetectores capazes de operar na faixa de 1940 nm, como é o caso do PbS, porém, que é muito sensível em termos de linearidade, tempo de resposta e saturação, segundo Almeida (2009). Já o InGaAs, não atende a regiões do espectro que ultrapassam os 1650 nm, porém, apresenta maior estabilidade que sensores baseados no PbS, de acordo com Shimadzu (2011), Siesler et al. (2002) que pode ser observado na figura 3.1, que apresenta uma relação entre a resposta (em transmitância) dos fotodetectores de PbS e de InGaAs.

Os testes realizados para a plotagem do gráfico da figura 3.1, levaram em consideração a transmitância na água para os dois fotodetectores com emissões nos comprimentos de onda entre 1370 nm e 1600 nm. É possível observar que a transmitância percentual ( $T\%$ ) é praticamente a mesma, pois os dois fotodetectores atuam na região do espectro investigado. Porém, a oscilação do sinal é sensivelmente maior para o fotodetector de PbS.

Os fotoemissores (LEDs) utilizados neste protótipo emitem comprimentos de onda distintos e com intensidades de absorção diferentes por parte da mesma característica da amostra em estudo: a concentração de  $H_2O$ . Baseado nos métodos utilizados por laboratórios de análise de alimentos, classificaremos as faixas de emissão utilizadas como sendo: 1450 nm a banda de prova e as demais (970 nm e 1450 nm) como sendo bandas de contra-prova, pois servirão de referência para a análise quimiométrica, uma vez que em espectroscopia os resultados devem ser validados por análise multivariada de dados, conforme Pavia et al. (2010).

Para interpretar espectros do NIR são necessárias duas técnicas: o processamento de dados *on-line* e a quimiometria. Esta pesquisa desenvolveu um método de condicionamento eletrônico que atua diretamente no processamento de dados das leituras na detecção de concentração de  $H_2O$ . A parte da quimiometria recebe



**Figura 3.1:** Comparação entre as tecnologias PbS e InGaAs: Redução de ruído com InGaAs (SHIMADZU, 2011).

os dados disponibilizados pelo sistema de aquisição (resultante desta pesquisa) e através de ferramentas especiais de análise se encarrega de determinar a umidade em amostras.

O método utilizado empregado nesta pesquisa estabelece que feixes luminosos de três comprimentos de onda distintos, irão incidir sobre amostras de café solúvel usando um sistema de iluminação baseado em LEDs que operam na banda espectral do NIR e na análise da quantidade de luz refletida pela mesma com o uso de um sistema óptico. A forma com que ocorre o processo de detecção da umidade depende de um circuito de condicionamento analógico em conjunto com um circuito de controle, o qual disponibiliza as leituras para um computador. Na próxima seção serão apresentados os detalhes do funcionamento do sistema.

### 3.1 Descrição do processo

A figura 3.2 ilustra o sistema proposto em forma de diagrama de blocos

O funcionamento do sistema consiste no acionamento cíclico de LEDs para que a luz emitida por eles incida diretamente na amostra sob análise em instantes diferentes com duração que depende de uma lógica de controle, a ser explicada mais adiante neste texto. Os fotoemissores são acionados intercaladamente em uma frequência de 1kHz para minimizar os efeitos da luz externa ao sistema de aquisição, embora os mesmos estejam protegidos em um gabinete escuro, a amostra sob teste não deve refletir luz senão aquela aplicada a ela por meio de fotoemissores que operam na faixa do NIR (LEDs NIR).

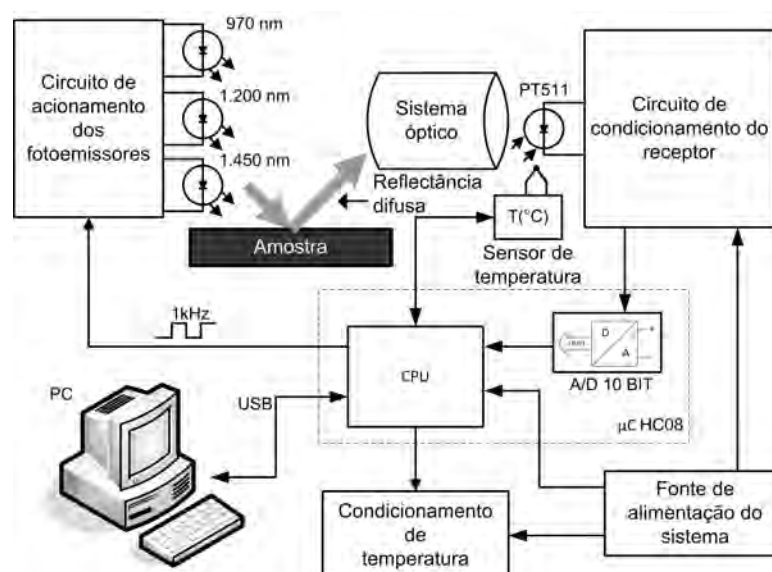


Figura 3.2: Diagrama de blocos do protótipo.

Uma parcela da luz que incide na amostra é absorvida pela mesma e determinada parte é refletida (reflectância) com ângulos que dependem da forma geométrica da amostra em diferentes direções com propagação hemisférica. A parcela de luz refletida adentra o sistema óptico composto por um duto que conduz os feixes de luz refletida até o um espelho côncavo posicionado na extremidade superior da estrutura tubular. Este espelho apresenta uma abertura circular no centro de sua extensão com diâmetro de 6 mm, permitindo o acesso à janela do fotodetector.

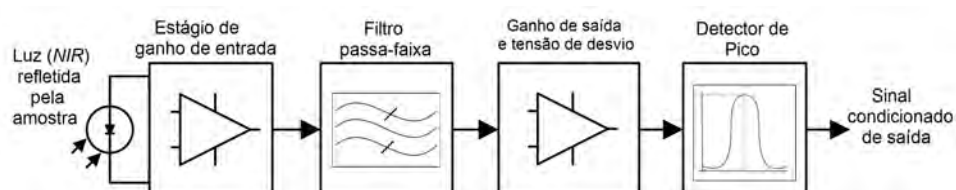
Ao atingirem o espelho côncavo, os feixes de luz são direcionados a convergir na superfície de um espelho plano (posicionado no foco do espelho côncavo). O espelho plano tem a função de refletir a intensidade luminosa proveniente do espelho côncavo de volta para o centro deste, de forma a focar todo o conteúdo luminoso no orifício que dá acesso ao receptor óptico (janela do fotodetector).

O sinal aplicado ao fotodetector é então condicionado por um circuito de aquisição. Este processo depende de temperatura controlada, sendo então utilizado circuito de condicionamento de temperatura para garantir a estabilidade térmica e os resultados livres da influência da variação de temperatura ambiente, uma vez que esta variação térmica implica diretamente na variação da resistência de escuro do fotodetector, que conseqüentemente acarreta em uma variação na corrente de escuro do mesmo dispositivo, de acordo com Filic, Corluka e Valter (2005). Assim, para uma mesma medição de intensidade luminosa o sistema possa apresentar leituras diferentes se a temperatura não se mantiver estável.

## 3.2 Circuito de Condicionamento do Receptor

O circuito de condicionamento do receptor é mostrado em forma de diagrama de blocos na figura 3.3.

Este circuito tem como objetivo principal converter o sinal luminoso aplicado ao fotodetector em um sinal elétrico que possa ser aplicado a um conversor analógico-digital variando dentro de uma faixa padronizada, estabelecida entre 0



**Figura 3.3:** Circuito de condicionamento: Diagrama de blocos.

$V_{cc}$  e  $5 V_{cc}$ . Todos os resistores utilizados para a montagem deste circuito foram cuidadosamente medidos antes de serem submetidos à placa, mesmo fazendo parte do mesmo lote e apresentando tolerância de 1%. Apenas os resistores que apresentaram valor medido com variação inferior a 1% foram selecionados.

O sinal luminoso incide na janela do fotodetector e produz uma variação de corrente através de sua junção, que é convertida em tensão, sendo a seguir amplificada. Posteriormente, o sinal amplificado passa por um filtro passa-faixa que está sintonizado na frequência central de 1 kHz (mesma frequência de comutação dos LEDs) com o objetivo de minimizar a influência de sinais eletromagnéticos externos ao sistema óptico. Após a etapa de filtro, o sinal é aplicado a um circuito de ganho de saída e tensão de desvio, que permite adequar sua amplitude e referência (*offset*). Já o circuito detector de pico, tem como objetivo isolar o sinal condicionado para entrega ao microcontrolador do circuito de controle microcontrolado, comentado mais adiante.

### 3.2.1 Estágio de ganho de entrada

O estágio de ganho de entrada é dividido em duas partes: circuito conversor corrente-tensão e circuito de ganho de entrada. No circuito conversor corrente-tensão o sinal de entrada provém de um fotodetector de InGaAs (elemento sensível do sistema de aquisição) modelo PT511 que recebe a luz refletida pela amostra em teste por meio de uma janela em seu encapsulamento TO-46. Já o circuito de ganho de entrada consiste em um estágio amplificador inversor dimensionado para imprimir um ganho de 10x ao sinal do estágio anterior, conforme figura 3.4.

A configuração utilizada para associar o fotodetector ao estágio de amplificação de entrada é mostrada na figura 3.4 e consiste em uma topologia que submete o sinal as entradas do amplificador operacional em modo comum.

A Razão de Rejeição em Modo Comum (CMRR) do amplificador operacional

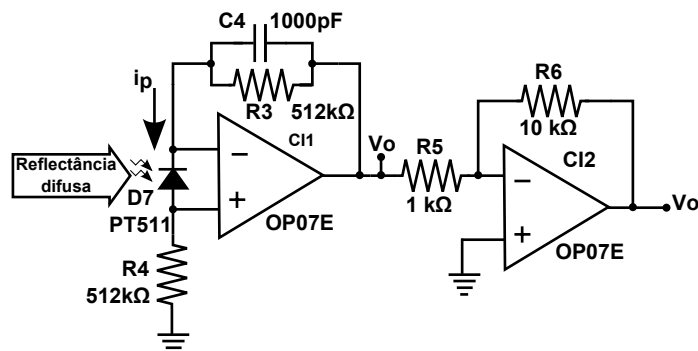


Figura 3.4: Conversor corrente-tensão e ganho de entrada.

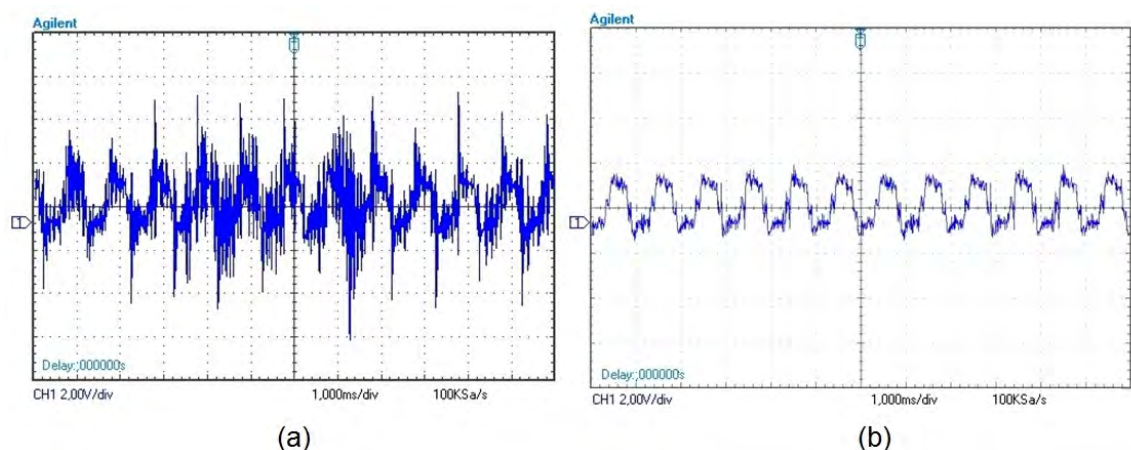
CI1 (OP07E) é da ordem de 106 dB e rejeita ou mesmo inibe sinais idênticos aplicados simultaneamente as suas entradas. Devido a esta característica, a topologia adotada acopla o fotodetector as entradas do amplificador operacional de modo a produzir uma tensão com polaridade oposta ao fluxo de corrente  $i_p$  que flui pela malha R3-D7-R4 e resulta em uma tensão no pino de saída de CI1, denominado  $V_o$ . Esta tensão depende da relação mostrada pela equação (3.1), conforme Graeme (1995)

$$V_o = i_p \cdot (R3 + R4), \quad (3.1)$$

sendo  $R3=R4=512 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ .

Os motivos que levaram a escolha do circuito integrado OP07E para este circuito de condicionamento levaram em consideração as características como: alta impedância de entrada ( $160 \text{ G}\Omega$ ) e baixo nível de tensão de *offset* ( $75 \mu\text{V}$ ), porém, devido a topologia e a aplicação no sistema de aquisição desenvolvido, o sinal de tensão em  $V_o$  é de baixa amplitude (aproximadamente 50 mV) e, portanto, muito suscetível a ruídos de origem externa e no próprio fotodetector, conforme Balbinot e Brusamarello (2011). Para minimizar os efeitos desta interferência, o capacitor C4 é inserido em paralelo com o resistor R3. Na figura 3.5 é possível visualizar a diferença entre os sinais antes (a) e depois (b) da introdução do capacitor C4 no circuito.

A partir da figura 3.5(a) é possível visualizar que o sinal de entrada apresenta ruídos de componentes em altas frequências que comprometem o foco de detecção, que ocorre em 1 kHz. Ao inserir o capacitor C4 em paralelo com o resistor de realimentação R3 (figura 3.4), forma-se um filtro passa-baixa que segundo Sedra e Smith (2007), é capaz de reduzir a amplitude do sinal de ruído a níveis desprezíveis. O sinal da figura 3.5(b) é resultante da implementação deste ca-



**Figura 3.5:** Formas de onda de saída do circuito conversor corrente-tensão. (a) Sinal antes do capacitor, (b) Sinal após a introdução do capacitor.

pacitor que torna possível verificar que o sinal apresenta significativa eliminação das componentes interferentes de alta frequência, também observado por Carter Bruce e Brown (2001) e Analog (2011), onde topologias semelhantes são utilizadas na minimização de ruídos em circuitos de condicionamento analógico. A frequência de corte do filtro passa-baixa deve ser muito menor que a menor frequência admitida na entrada do estágio de ganho de entrada e atende a especificação de Sedra e Smith (2007) apresentada pela equação (3.2)

$$\frac{1}{C4.R3} \ll \omega_{min}, \quad (3.2)$$

em que  $\omega_{min}$  é a frequência de entrada da comutação dos fotoemissores.

Na saída do estágio conversor corrente-tensão está acoplado o circuito de ganho de entrada. Neste circuito o sinal é aplicado a um estágio amplificador inversor com ganho de 10X definido por R5 e R6, conforme figura 3.4. Nesta etapa, a tensão de saída amplificada  $V'_o$  depende exclusivamente da tensão  $V_o$  e do valor dos resistores R5 e R6. O ganho de tensão  $A_{vo}$  aplicado ao sinal do estágio anterior é definido pela equação  $A_{vo} = -R6/R5$  (SEDRA; SMITH, 2007). Já a tensão de saída  $V'_o$  depende da equação  $V'_o = V_o.A_{vo}$ . Com isso, ao aplicar uma tensão de 50 mV (produzida pelo estágio conversor corrente-tensão) ao estágio de ganho entrada, surgirá em  $V'_o$  uma tensão de -500mV, ou seja, haverá um ganho de 10 vezes, porém com inversão de fase do sinal em 180°.

### 3.2.2 Filtro Passa-Faixa

O próximo estágio descrito pela figura 3.3 é o filtro passa-faixa, que foi escolhido devido à necessidade de operar com a frequência de acionamento dos fotoemissores (1 kHz) e demais características que serão observadas mais adiante. O sinal amplificado no estágio de ganho contém ruídos resultantes de influências externas ao circuito de condicionamento, então foi utilizado um filtro ativo do tipo passa-faixa que através da topologia adotada e a frequência central  $f_0$  de 1 kHz, permite isolar o sinal de interesse dos demais sinais provenientes de fontes de ruídos (introduzido por condução e radiação eletromagnética) para posterior entrega ao próximo estágio (detector de pico).

Para este circuito foi utilizado o filtro ativo universal modelo UAF42AP, que de acordo com Texas (2010), apresenta capacitores e resistores necessários a configuração de vários tipos de filtros possíveis integrados na pastilha de silício que o constitui. A modelagem deste filtro depende da função de transferência para a topologia passa-faixa, conforme a equação (3.3) disponibilizada pelo fabricante

(TEXAS, 2010)

$$\frac{V_{BP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A_{BP}(\omega/Q)s}{s^2 + s\omega_n/Q + \omega_n^2}, \quad (3.3)$$

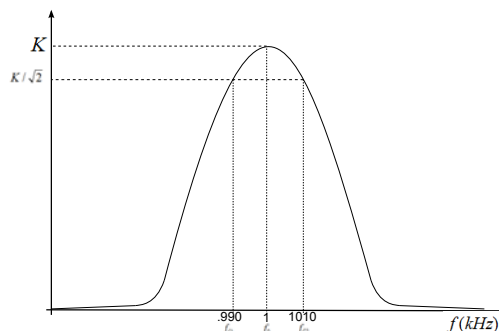
onde  $V_{BP}$  é a tensão na saída do filtro passa-faixa,  $V_{in}(s)$  é a tensão na entrada do filtro,  $A_{BP}$  é o ganho do filtro,  $s=j.\omega$ ,  $Q$  é o fator de qualidade e  $\omega_n$  é a frequência natural do filtro passa-faixa.

Entre seus diferenciais, estão a faixa estreita de operação em torno da frequência central  $f_0$  e ao fator de qualidade  $Q$ , atribuída aos capacitores integrados de 1000 pF  $\pm 0,5\%$  e aos resistores de 50 k $\Omega \pm 0,5\%$  (BURR-BROWN, 1993; TEXAS, 2010), principais motivos para a utilização deste filtro neste circuito. O tipo de filtro adotado se deu em função de comparações feitas entre os tipos *Chebyshev*, *Bessel* e *Butterworth*, onde o adotado foi o *Butterworth* de segunda ordem, devido ao seu sinal de saída sem *ripple*, de acordo com J. (2003), Parks e Burrus (1987).

O filtro leva em consideração uma aproximação do modelo ideal de saída que depende diretamente da ordem do mesmo, a qual se dá diretamente proporcional ao nível em ordem crescente, ou seja, quanto maior a ordem do filtro, mais sua resposta se aproxima da saída ideal. Baseado neste fato, a ordem adotada para satisfazer as especificações do projeto levou em consideração os aspectos: ganho = -190 dB, fator de qualidade  $Q = 50$ , largura de banda BW = 20 Hz e frequência central ( $f_0$ ) = 1 kHz.

A frequência central teórica do filtro foi definida com variação máxima de 1% (1 kHz  $\pm$  10Hz), devido a dependência da tolerância dos demais componentes associados externamente: os resistores Rf e Rq utilizados para este projeto, que resultou em uma seletividade adequada para o filtro em questão, sendo assim, as frequências de corte inferior  $f_{c1}$  e superior  $f_{c2}$ , atuam entre 990 Hz e 1010 Hz, conforme figura 3.6.

Internamente, o filtro integrado apresenta os demais componentes necessários



**Figura 3.6:** Curva de resposta do filtro passa faixa - Maior ganho em 1 kHz (J., 2003).

para a configuração do modelo, representado pela figura 3.7. Devido aos valores pré-estabelecidos pelo fabricante do filtro integrado, os cálculos dimensionais resumem-se apenas aos resistores  $R_{f1}$  e  $R_Q$  que são montados externamente, conforme topologia PP1 (*Pole Pair 1*) imposta pelo fabricante do filtro, de acordo com Burr-Brown (1993). Esta topologia é utilizada para filtros passa-faixa e não necessita de resistores de ajuste de ganho externo.

Uma vez que o filtro adotado depende de uma arquitetura integrada fixa, o equacionamento clássico para o filtro implementado deriva da modelagem imposta pelo fabricante, porém, como o circuito integrado atende também outros filtros, alguns componentes não utilizados neste modelo foram omitidos, ficando apenas os de interesse para esta aplicação. A determinação da frequência natural  $\omega_n$  é dada pela equação (3.4), conforme Texas (2010)

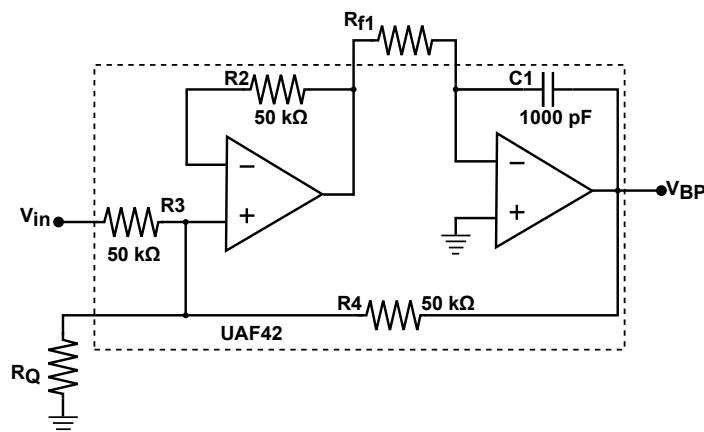
$$\omega_n = \frac{R_2}{R_1 \cdot R_{f1} \cdot R_{f2} \cdot C_1 \cdot C_2}, \quad (3.4)$$

onde  $R_1$  é o resistor de *feedback* 1 (interno ao circuito integrado),  $R_2$  é o resistor de *feedback* 2 (interno ao circuito integrado),  $R_3$  é o resistor da entrada não-inversora (interno ao circuito integrado) e  $R_{f1}$  e  $R_{f2}$  são resistores de configuração da frequência central  $f_0$ .

A determinação do fator de qualidade  $Q$  é dado pela equação (3.14), conforme Texas (2010)

$$Q = \frac{1 + R_4(R_G + R_Q)/R_G \cdot R_Q}{1 + R_2/R_1} \left( \frac{R_2 \cdot R_{f1} \cdot C_1}{R_1 \cdot R_{f2} \cdot C_2} \right)^2, \quad (3.5)$$

onde  $Q$  é o fator de qualidade do filtro,  $R_4$  é o resistor de referência de saída,  $R_G$  é o resistor de ganho externo (externo ao circuito integrado),  $R_Q$  é o resistor do fator de qualidade (externo ao circuito integrado) e  $C_1$  e  $C_2$  são capacitores

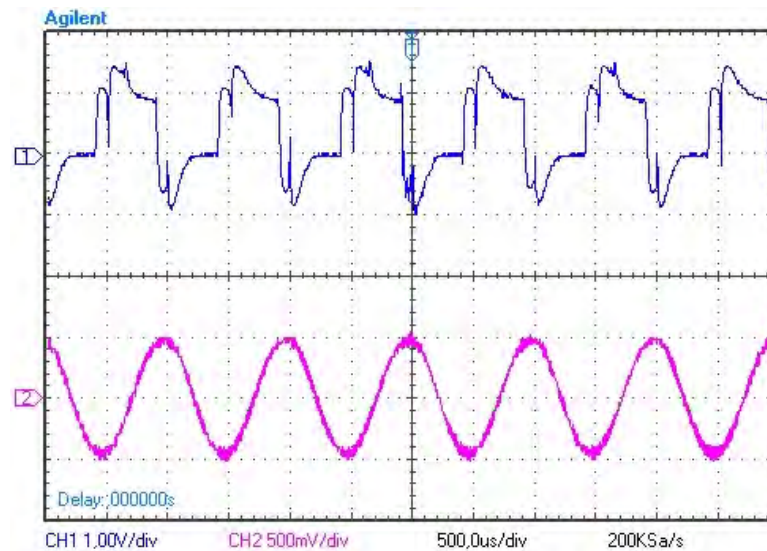


**Figura 3.7:** Diagrama interno do filtro ativo integrado: Poucos componentes externos (BURR-BROWN, 1993).

de compensação (internos ao circuito integrado). A determinação do ganho de tensão do filtro passa-faixa ( $A_{BP}$ ) é dada pela equação (3.6), conforme Texas (2010),

$$A_{BP} = \left( \frac{R2 \cdot R_{f1} \cdot C1}{R1 \cdot R_{f2} \cdot C2} \right)^{1/2}. \quad (3.6)$$

A figura 3.8 apresenta as formas de onda de entrada e de saída do filtro implementado na prática.



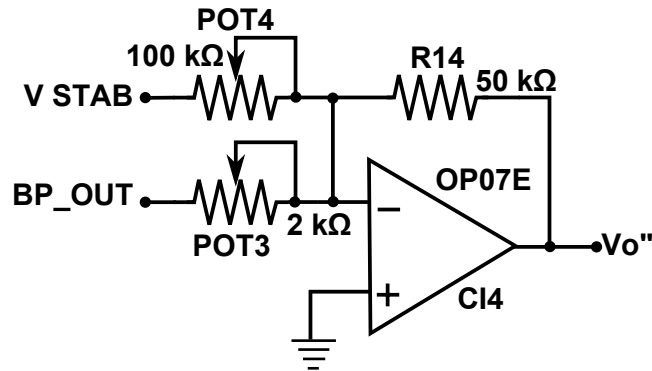
**Figura 3.8:** Formas de onda na saída do filtro passa-faixa.

Através da figura 3.8 é possível identificar dois sinais, sendo o superior (canal 1) representando a informação na entrada do filtro e o inferior (canal 2) representando o sinal filtrado. Através da verificação dos dados impressos, é possível concluir que a frequência do sinal de saída é de 1 kHz ( $T=500\mu\text{s}/\text{div}$ ), conforme previsto pela análise teórica.

### 3.2.3 Ganho de saída e tensão de desvio

Este estágio é responsável por receber o sinal de saída do filtro passa-faixa (BP\_OUT) e adequá-lo ao próximo estágio com relação ao ganho e a tensão de desvio (*offset*) apresentado pelo sinal. Para isso, este circuito conta com uma referência de tensão de 5,000 Vcc ( $\pm 0,04\%$ ) modelo LT1461CCS8-5, conforme Linear (1999) e um estágio somador previsto pela figura 3.9.

A tensão de desvio ou *offset* é o deslocamento que o sinal de saída do filtro apresenta com relação ao referencial de terra de alimentação do circuito de condicionamento e deve ser eliminado para que o sinal de saída seja fiel a variável mensurada. Para que isso ocorra, no circuito implementado foi introduzido um estágio somador inversor que permite ajustar a tensão de saída  $V_o$  de modo que a



**Figura 3.9:** Ganho de saída e tensão de desvio.

mesma seja deslocada acima do referencial de terra de alimentação do sistema. A tensão de saída  $V_o''$  deste circuito pode ser definida pela equação (3.7), conforme (J., 2003) para o CI4 (OP07E),

$$V_o'' = -R_{14} \left( \frac{V_{STAB}}{POT4} + \frac{BP_{OUT}}{POT3} \right), \quad (3.7)$$

onde  $V_{STAB}$  é a tensão estabilizada em  $5,000 \text{ V} \pm 0,04\%$  (LINEAR, 1999),  $R_{14}$  é o resistor de realimentação (*feedback*),  $POT4$  é o potenciômetro de ajuste de tensão de desvio (*offset*),  $BP\_OUT$  é a saída do filtro passa-faixa e  $POT3$  é o potenciômetro de ajuste da tensão de entrada (saída do filtro).

### 3.2.4 Detector de Pico

O próximo circuito em sequência é o detector de pico, que consiste em coletar o sinal proveniente do estágio de ganho de saída e tensão de desvio e aplicá-lo a um estágio de retificação e posterior seguidor de tensão (*buffer*), este último que tem a finalidade de isolar os estágios e reforçar a corrente do sinal para amostragem ao estágio posterior, conforme Sedra e Smith (2007). O principal objetivo deste circuito é garantir que a tensão mensurada seja entregue ao conversor analógico-digital do circuito de controle sem influências da tensão residual do ciclo de carga anterior do capacitor  $C3$ , conforme figura 3.10.

Na figura 3.10, o sinal do estágio anterior ( $V''$ ) é aplicado em  $V_{in}$  e apresenta comportamento senoidal. Quando um novo pico de tensão positiva é aplicado à entrada não-inversora do amplificador operacional  $CI5$ , é produzido em sua saída um sinal positivo que polariza diretamente o diodo  $D3$ , que conduz corrente para a carga do capacitor  $C3$  e para a entrada não-inversora do  $CI6$ . Durante este semiciclo, o diodo  $D4$  permanece cortado e  $CI5$  utiliza a realimentação dada pelo caminho formado por  $D3$ - $CI6$ - $R10$  com o objetivo de manter o curto-circuito virtual entre suas entradas.

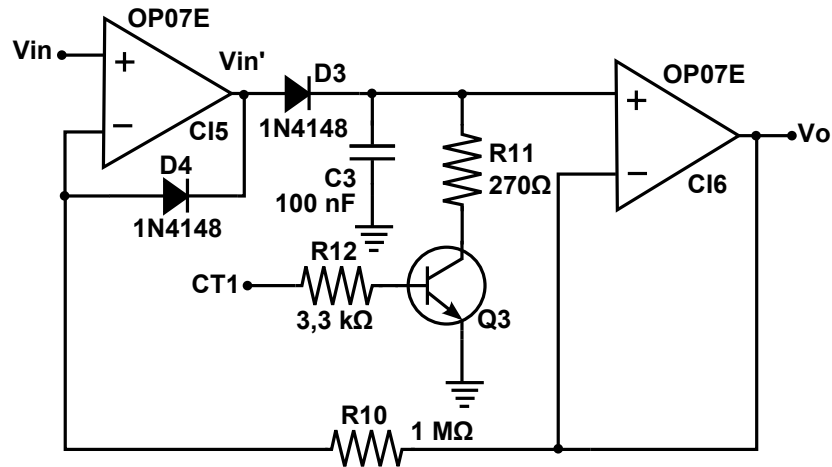


Figura 3.10: Circuito detector de pico.

Na medida em que o sinal em  $V_{in}$  diminui, a saída de CI5 também diminui até que D3 atinja o estado de corte e conseqüentemente, D4 entra em condução formando um caminho alternativo para a realimentação do CI5, que apresenta saída  $V_{in}' = V_{in} - V_{D4(on)}$ . Durante este período, a carga no capacitor C3 permanece constante e a função do resistor R10 é prover um caminho para a corrente do diodo D4.

O transistor Q3 atua como chave em paralelo com o capacitor C3 e tem o objetivo de descarregá-lo quando polarizado com um sinal positivo em sua base denominado CT1. O capacitor C3 permanece descarregado até que CT1 seja interrompido. A figura 3.11 apresenta as formas de onda para o detector de pico que demonstram como ocorre a carga e a descarga de C3 na prática.

É possível observar através da figura 3.11(a) a tensão sobre o capacitor C3 através do sinal superior (canal 1) e o pulso de CT1 abaixo (canal 2). A tensão armazenada no capacitor C3 é posteriormente amostrada no conversor Analógico-

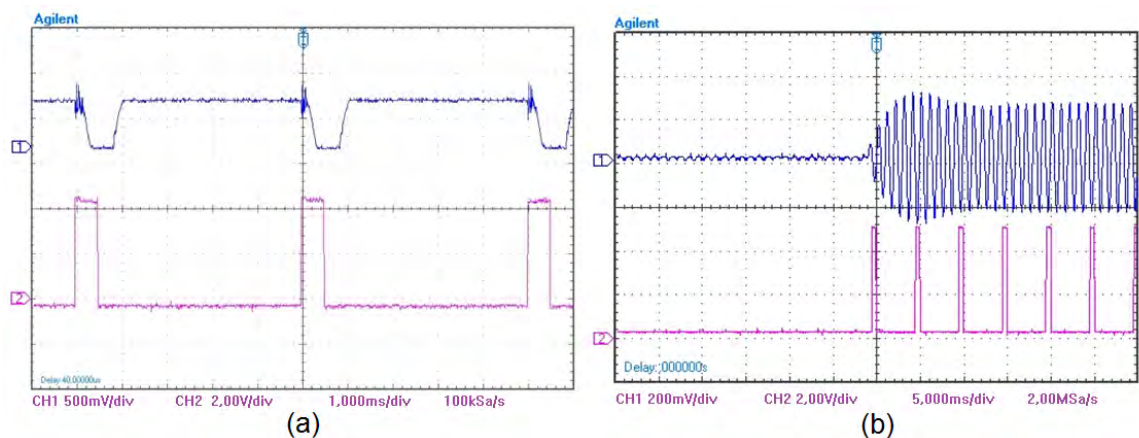


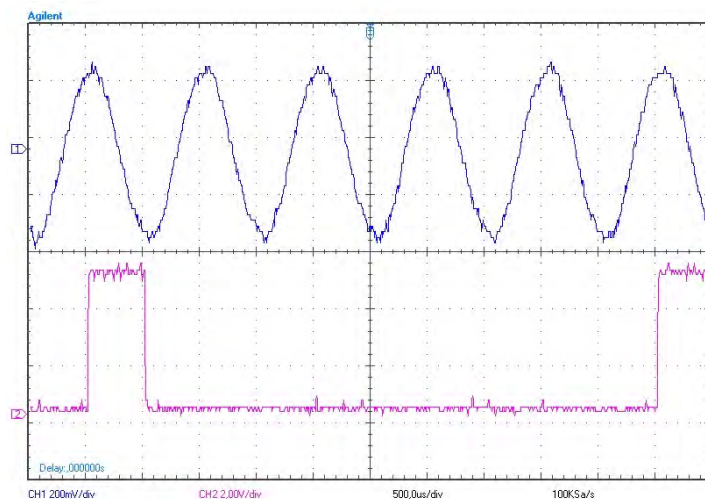
Figura 3.11: Detector de pico: Formas de onda no circuito. (a) Tensão em C3 e pulso CT, (b) Saída do filtro passa-faixa e pulso CT.

Digital (ADC) do próximo estágio com corrente reforçada pelo seguidor de tensão representado pelo CI6. O resistor R10 realimenta a entrada inversora do CI5 com o sinal de saída no CI6, atribuindo ganho ao sinal originalmente introduzido em  $V_{in}$ .

Percebe-se que após ocorrer à borda de subida em CT1, a tensão sobre o capacitor C3 tende a zero, ou seja, há a descarga da tensão armazenada no mesmo. O objetivo desta técnica é garantir que para diferentes ciclos de taxas de amostragem ao conversor ADC, a tensão medida em cada um represente o valor sem influências de resíduos da leitura ou carga anterior.

A figura 3.11(b) mostra a relação entre o momento em que ocorre o pulso de CT1 e o sinal de saída do filtro passa-faixa. É possível concluir, a partir desta figura, que no instante inicial quando o transistor Q3 é acionado para descarregar o capacitor C3, temos uma oscilação na saída do filtro e uma estabilização que permanece pelo restante da amostragem. Este efeito ocorre porque a entrada do filtro inicialmente está sem sinal algum e quando um dos fotoemissores é acionado, um nível de tensão é aplicado à entrada do mesmo, ocasionando uma saída quase instantânea, proporcional a taxa de umidade da amostra sob teste e ao mesmo tempo a intensidade luminosa que atinge o fotodetector (PARKS; BURRUS, 1987). O pulso CT1 é disparado na base do transistor a cada quatro períodos do sinal de saída do filtro passa-faixa, conforme figura 3.12. A definição de quando disparar o gatilho em CT1 e quando realizar a leitura da tensão de saída depende de um circuito de controle microprocessado, o qual será mostrado mais adiante.

No instante em que o capacitor C3 é descarregado, o algoritmo do sistema de controle aguarda um tempo de  $500 \mu s$  e desliga o pulso CT1 (figura 3.12),



**Figura 3.12:** Forma de onda de saída do filtro Passa-Faixa e sinal CT1: Sincronismo.

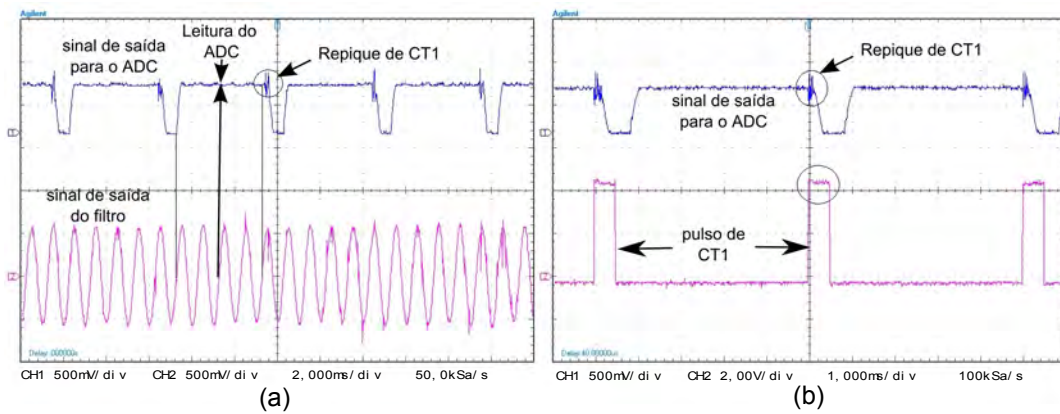
permitindo ao capacitor um novo ciclo de carga através de D3 (figura 3.10), desde que haja amostra e portanto sinal refletido ao fotodetector. Entre um ciclo de carga e um pulso CT1 sucessivos, ocorre uma leitura do conversor analógico-digital em aproximadamente dois períodos do sinal de saída do filtro (2 ms), justamente no instante onde a tensão em C3 está estável e representa o valor de interesse proporcional a energia luminosa recebida pelo fotodetector, conforme a figura 3.13.

Através da figura 3.13, é possível observar que no momento exato onde ocorrem dois períodos do sinal da saída do filtro passa-faixa, após o desligamento do primeiro pulso de CT1. É o instante em que o ADC realiza a leitura da tensão armazenada em C3. Após mais dois ciclos (totalizando 4), ocorre um novo pulso de CT1, descarregando o capacitor C3, mantendo-o assim por 500 ms para garantir a integridade da próxima leitura. Após um período de aproximadamente 10 ms depois do primeiro pulso CT1, o sinal na saída do filtro estabiliza-se, mantendo sua amplitude em valor praticamente invariado, porém, com determinada ondulação (figura 3.11(b)).

Para garantir a estabilidade da leitura de um valor de umidade, o algoritmo de aquisição realiza 50 aquisições da mesma grandeza para o mesmo fotoemissor e calcula a média aritmética deste conjunto de valores. O resultado é então disponibilizado através de uma porta de comunicação (USB) para o PC que monitora o processo. Este recurso permite que os resultados possam ser aplicados a uma base computacional e posteriormente processados e armazenados, possibilitando a plotagem de gráficos de tendências que representem o comportamento de uma amostra sob teste.

É possível observar que em ambas as figuras (3.13(a) e 3.13(b)), apresentam um repique no sinal de saída que ocorre no mesmo instante que o pulso CT1 tem sua borda de subida, isto é devido à corrente abrupta que flui através do coletor de Q3 no momento em que este descarrega quase que instantaneamente o capacitor C3, de acordo com Sedra e Smith (2007).

Neste estágio do circuito de condicionamento, a tensão está relacionada diretamente com a amplitude de luz refletida pela amostra, que é inversamente proporcional a taxa de umidade presente na mesma, em outras palavras, quanto maior a quantidade de água na amostra, maior será a absorção da luz de infravermelho próximo nela aplicada, se isto acontecer, pouca energia luminosa chega ao fotodetector e com isso, pouca tensão é entregue a esta etapa do circuito. A recíproca é verdadeira, conforme Pavia et al. (2010).



**Figura 3.13:** Sinais de saída do circuito de condicionamento: Leitura depende de comando CT1. (a) Sinal de saída para o ADC em sincronismo com a saída do filtro, (b) Sinal de saída para o ADC e comando CT1.

Analisando uma amostra de baixa concentração de água, é possível observar alta reflectância, resultando neste caso em amplitude de tensão mais elevada no estágio detector de pico. Já a justificativa da faixa de tensão entregue ao estágio seguinte variar entre 0 Vcc e 5 Vcc resume-se as características do conversor analógico-digital do microcontrolador utilizado pelo circuito de controle, este que deve ser capaz de operar dentro de uma faixa de umidade adequada a esta pesquisa que varia entre 1,55% e 3,5% de umidade, pois trata-se de café solúvel e esta é a faixa praticada pelo mercado nacional.

A variação de tensão no estágio de saída do sistema de condicionamento analógico, depende principalmente da variação da taxa de umidade na amostra e do LED que está sendo acionado. Para cada comprimento de onda emitido, há uma resposta em reflectância da amostra sob teste, considerando que o sistema possui um par de LEDs para cada comprimento de onda emitido, sendo: 1 par de 970 nm, 1 par de 1200 nm e 1 par de 1450 nm. Deste modo, para um mesmo tipo de amostra, haverá três diferentes valores de tensão em tempos diferentes a serem reconhecidos, o que nos permite traçar um gráfico com coordenadas para diferentes padrões de umidade em café solúvel.

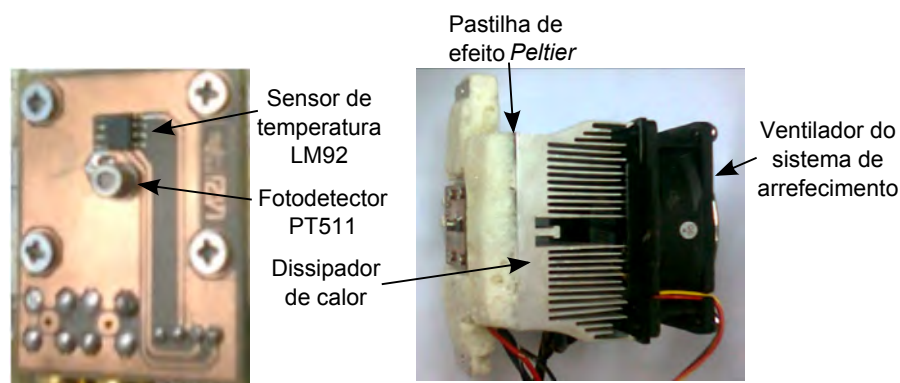
Este sistema de aquisição de umidade foi testado e ajustado para uso com café solúvel do tipo *Spray Dried* e seu uso limita-se a este tipo de amostra. Se o mesmo sistema fosse aplicado à umidade em café em pó torrado e moído, o sistema de aquisição deveria ser ajustado novamente em termos de ganho, *offset* e corrente dos fotoemissores para atender a faixa de umidade da nova amostra e tensão de trabalho de saída. Este requisito também é válido se o sistema de aquisição for aplicado a detecção de outras concentrações moleculares de interesse diferentes das ligações de  $H_2O$ .

Com os dados obtidos das leituras realizadas pelo sistema na detecção de umidade, é possível plotar um gráfico representando o comportamento de uma amostra, associando os valores de menor resposta (próximos ao zero), correspondentes à umidades próximas de 3,5% (maior absorção da luz, menor reflectância) e os demais, tendendo ao de maior amplitude de resposta próximo de 5 Vcc, correspondendo ao sinal de menor absorção, ou seja, de menor umidade percentual que seria próximo de 1,55% (menor umidade, menor absorção de luz, com isso maior intensidade luminosa refletida para o fotodetector).

### 3.3 Sensor de Temperatura

Para monitorar a temperatura ambiente e sua influência sobre a medição de umidade, utilizou-se um sensor de temperatura montado ao lado do fotodetector. O sensor LM92 utilizado, apresenta resolução de 12 bits, de acordo com National (2010) e transmite a temperatura medida para o circuito de controle através de protocolo digital de comunicação  $I^2C$  (NATIONAL, 2010). A figura 3.14 apresenta a placa do sensor de temperatura e o fotodetector PT511.

Seu encapsulamento de baixo perfil (SO-8) permite sua utilização na mesma placa onde o fotodetector foi montado, conforme figura 3.14, possibilitando assim a medição da temperatura em tempo real em torno do elemento sensível do sistema de aquisição (PT511). A faixa de operação do sensor LM92 é de  $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $85\text{ }^{\circ}\text{C}$ , podendo a resolução oscilar ao longo destes limites, porém, para operação entre  $10\text{ }^{\circ}\text{C}$  e  $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ , apresenta erro máximo de  $\pm 0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$  (NATIONAL, 2010).



**Figura 3.14:** Foto da placa de circuito impresso: sensor de temperatura e fotodetector.

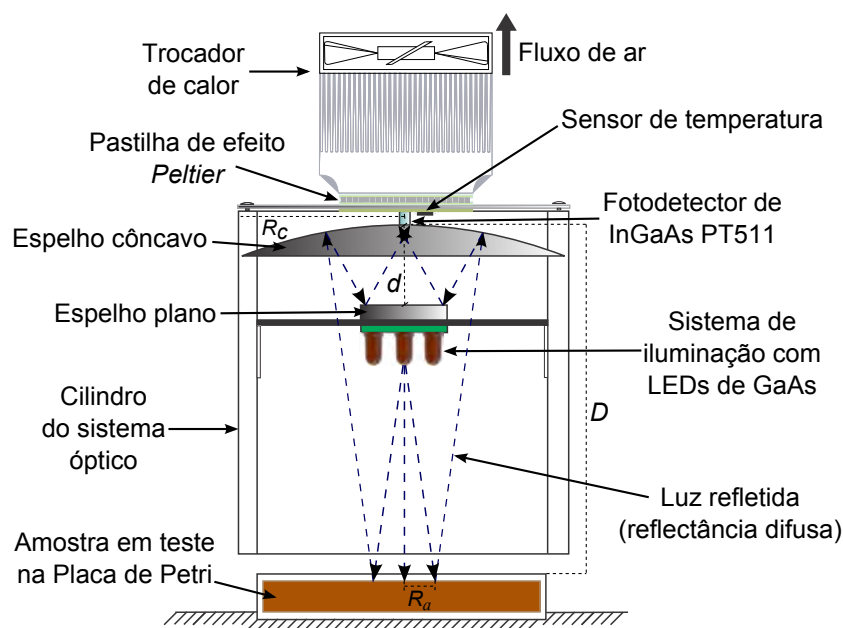
### 3.4 Circuito de Controle Microcontrolado

O circuito de controle Microcontrolado (CCM) dispõe de conversor analógico-digital de 10 bits do tipo rampa simples, utilizado para digitalizar o sinal proveniente do sistema de condicionamento. Sua arquitetura é baseada em microcontrolador de 8 bits da família HC08 e apresenta as funções básicas dadas pela folha de dados do fabricante (FREESCALE, 2009). Este módulo desempenha as funções de acionar os fotoemissores (LEDs) em sequência pré-definida, controlar o acionamento da ponte H, utilizada para acionar uma célula termoelétrica de efeito *Peltier*, calcula a média entre as 50 leituras feitas para cada comprimento de onda de emissão do sistema e estabelecer comunicação com base computacional através da porta de comunicação USB.

### 3.5 Sistema óptico

O sistema óptico é composto por um cilindro que confina os feixes de luz do sistema de aquisição por reflectância difusa e os direciona ao fotodetector por meio de um sistema de espelhos (plano e côncavo) alinhados estrategicamente, conforme a Figura 3.15.

A associação de espelhos do sistema óptico é responsável por concentrar os feixes da luz refletida diretamente na janela do fotodetector. O espelho côncavo está localizado na extremidade superior do sistema óptico de modo a refletir a luz



**Figura 3.15:** Esboço do sistema óptico. A luz refletida pela amostra é aplicada à janela do fotodetector.

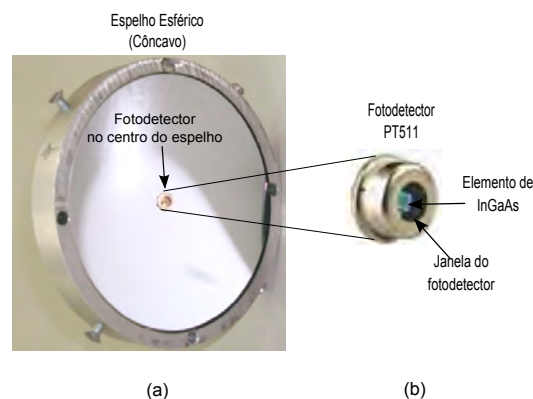
ascendente (que provém da parcela refletida pela amostra), conforme mostrado na Figura 3.15. Já a superfície do espelho plano está alinhada com o espelho côncavo, de modo a refletir a luz concentrada por este diretamente na janela do fotodetector (PT511) montado no centro do espelho esférico superior, de acordo com a Figura 3.16.

Na Figura 3.15, arbitrariamente, definiu-se o raio do espelho côncavo igual a  $R_c = 5$  cm (com foco igual a  $f = 7$  cm), o raio do espelho plano ( $R_p$ ) igual a 1,5 cm e a distância entre os espelhos (plano e côncavo) igual a  $d = 4,5$  cm. Assim, é necessário determinar apenas a distância,  $D$ , entre a amostra examinada e o espelho côncavo, considerando a aplicação da máxima intensidade luminosa,  $I_r$ , possível sobre a janela do fotodetector. Isto deve ser feito considerando dois fatores que agem de forma conjunta: a focalização realizada e a quantidade de luz coletada pela superfície do espelho côncavo. Isto porque, caso  $D$  seja muito grande, ter-se-á uma imagem pequena e, portanto, compatível com a janela do fotodetector, mas com baixa intensidade. Por outro lado, um  $D$  muito pequeno induz uma imagem de grande intensidade, mas espalhada demais. Assim, deve-se calcular um ponto de equilíbrio entre área e intensidade relativa de luz. Isto foi feito como segue.

A focalização realizada pela curvatura do espelho côncavo é descrita por

$$\frac{1}{D} + \frac{1}{d_i} = \frac{1}{f}, \quad (3.8)$$

que associa a distância  $D$ , a distância,  $d_i$ , do espelho côncavo até o ponto de formação da imagem e a distância focal do espelho. Assim, como  $D$  e  $d_i$  já são conhecidos, a equação anterior permite determinar a distância,  $d_i$ , entre o espelho côncavo e o ponto de formação da sua imagem. Além disto, como  $d$  também é conhecido e os LEDs de GaAs estão localizados logo abaixo do espelho plano



**Figura 3.16:** Espelho côncavo: (a) vista inferior com abertura para o fotodetector, (b) encapsulamento do fotodetector.

(Figura 3.15), é possível calcular o raio,  $R_a$ , da superfície da amostra que será iluminada por estes LEDs, ou seja,

$$R_a = (D - d) \sin \theta, \quad (3.9)$$

onde considerou-se o ângulo de abertura dos LEDs igual a  $\theta = 15^\circ$ . É necessário conhecer também o fator de ampliação,  $A$ , que relaciona o raio,  $R_a$ , da superfície da amostra iluminada pelos LEDs com o raio,  $R_i$ , da superfície da imagem formada pelo espelho côncavo. Como  $R_a$  é proporcional a  $D$  e  $R_i$  é proporcional a  $d_i$ , tem-se

$$A = \frac{d_i}{D}. \quad (3.10)$$

Além disto, uma vez que  $A$  for conhecido, é possível calcular o raio da imagem formada pelo espelho côncavo, ou seja,

$$R_i = \frac{R_a}{A}. \quad (3.11)$$

Agora, é importante observar que a intensidade luminosa que chega à superfície do espelho côncavo diminui com o inverso do quadrado da distância,  $D$ , entre a amostra e o espelho côncavo. Isto acontece porque, após incidir sobre a superfície da amostra, a luz é refletida de forma difusa, sendo espalhada na forma aproximada de uma superfície esférica. Por isto, definiu-se como área relativa,  $A_r$ , a relação dada pela razão entre a área da superfície do espelho côncavo e a área total da superfície esférica gerada a partir da região iluminada na amostra, que depende da distância  $D$ , ou seja,

$$A_r = \frac{\pi R_c^2}{2\pi D^2}. \quad (3.12)$$

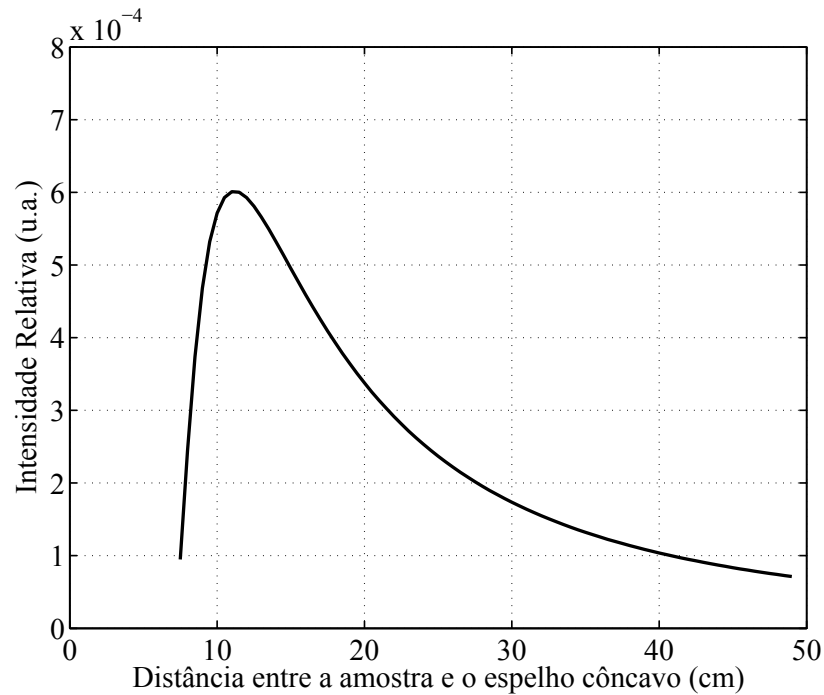
Por fim, a intensidade relativa,  $I_r$ , é obtida pela razão entre a área relativa,  $A_r$ , e a área da imagem formada pelo espelho côncavo sobre a janela do fotodetector, ou seja,

$$I_r = \frac{A_r}{\pi R_i^2}. \quad (3.13)$$

Na equação (3.13), o termo representado por  $A_r$  é o fator que contribui com a redução da quantidade de luz coletada pelo espelho côncavo e o termo  $A_i = \pi R_i^2$  é o termo que contribui com a variação devido a focalização.

As equações de (3.8) a (3.13) relacionam  $D$  com  $I_r$ . Tal relação é apresentada na Figura 3.17. Analisando este gráfico, verifica-se que  $I_r$  é máximo quando  $D \approx 11$  cm. Por isto,  $D = 11$  cm foi então adotado no protótipo desenvolvido.

A intensidade relativa considera a proporção da radiação espalhada pelo ponto



**Figura 3.17:** Intensidade relativa: Equilíbrio entre radiação luminosa e distância  $p$ .

iluminado na amostra que efetivamente chega à superfície do espelho para formar a imagem e é um fenômeno qualitativo, pois não temos informação de quanta energia luminosa produzida pelos LEDs efetivamente foi absorvida e quanta foi refletida (BURNS; CIURCZAK, 2001).

### 3.6 Comunicação com PC

O sistema de aquisição depende de um computador para entrar em operação e utiliza um padrão elétrico baseado no formato RS-232 denominado USB (*Universal Serial Bus*). A comunicação entre o PC e o protótipo é estabelecida através de um *software* do sistema operacional *Windows* denominado *Hyperterminal*, o qual é configurado para uma taxa de transferência de 38400 bps. A figura 3.18 apresenta um exemplo de leitura realizada pelo sistema e a sequência de valores entregues ao computador pessoal.

Uma vez estabelecida a comunicação entre as entidades (PC e sistema de aquisição), é necessário que haja um comando via teclado do PC para ter início o ciclo de leituras (detalhado mais adiante), então, ao pressionar a tecla  $L$ , ocorre

040 L1: 5,091 v L2: 3,887 v L3: 3,373 v T= 25,3 oc D= 10,5 % 1
--

**Figura 3.18:** Exemplo de leitura realizada pelo protótipo.

um ciclo sequencial de acionamento dos LEDs do sistema de iluminação e as leituras inerentes a este ciclo são transmitidas ao PC via barramento USB.

É possível observar através da figura 3.18 que a informação entregue ao PC (da esquerda para a direita) consiste no número da leitura (040), valor da tensão na saída do circuito de condicionamento para as faixas de emissão ( $L1 = 970$  nm,  $L2 = 1200$  nm e  $L3 = 1450$  nm):  $L1$  (5,091 V),  $L2$  (3,887 V) e  $L3$  (3,373 V), a temperatura atual sobre o fotodetector (25,3 °C), percentual da razão cíclica do acionamento dos transistores da ponte H (10,5%) e o sentido de acionamento da ponte H (1) que indica se o mesmo está a resfriar ou aquecer a superfície do dissipador de calor onde o fotodetector está montado.

### 3.7 Acionamento lógico dos LEDs

A técnica utilizada para estabelecer a sintonia entre o acionamento dos fotoemissores e o sistema de condicionamento é conhecido como detecção síncrona e consiste em comutar os fotoemissores em uma frequência na qual o circuito de condicionamento do fotodetector está sintonizado através do filtro passa-faixa. Isso minimiza a influência de fontes luminosas externas que possam intruzir desvio na leitura do sistema de aquisição com uma janela de  $1,00$  ms  $\pm$   $10$   $\mu$ s, conforme figura 3.22.

A justificativa para estabelecer a comutação dos fotoemissores está relacionada a dois aspectos principais: a minimização da influência exercida por fontes de radiação eletromagnética externas e a repetitividade do sistema de aquisição. Este último aspecto conduz ao cálculo da média dos 50 valores adquiridos para a emissão de cada LED antes de transmití-los ao PC.

A comutação dos fotoemissores ocorre na frequência de 1 kHz devido a fatores associados a velocidade de detecção que é diretamente proporcional a taxa de amostragem da variável de interesse. Este aspecto está diretamente relacionado com a capacidade que o sistema de aquisição óptico apresenta de operar em termos de resposta em frequência, que segundo Roithner (2010a), apresenta tempos de subida ( $t_r$ ) e descida ( $t_f$ ) da ordem de 1000 ns e 400 ns respectivamente.

Um outro aspecto importante na determinação da frequência de comutação dos LEDs foi a sintonia do filtro ativo, que segundo J. (2003), quanto maior a frequência, maior o fator de qualidade ( $Q$ ) e mais estreita é a largura de faixa

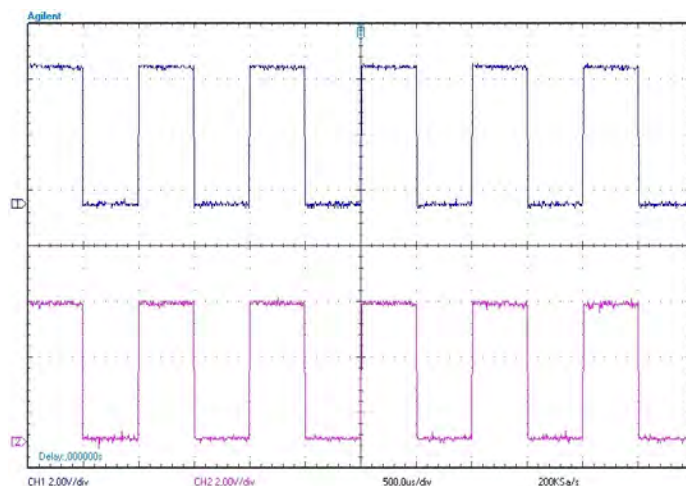
( $BW$ ), de acordo com a equação (3.14)

$$BW = \frac{f_0}{Q}. \quad (3.14)$$

A partir da equação (3.14), nota-se que ao aumentar a frequência, tornamos o filtro mais seletivo com a diminuição da largura de faixa admitida. Considerando o tempo de cada ciclo completo de acionamento dos LEDs, conforme supracitado, com a frequência de 1kHz, a leitura realizada pelo sistema é entregue ao PC em um tempo máximo de um segundo (com taxa de transferência de 38400 bps).

Para promover o acionamento dos LEDs do sistema de iluminação, o CCM estabelece um ciclo de acionamento sequencial que permite a comutação individual de cada comprimento de onda. A figura 3.19 apresenta as formas de onda obtidas no circuito de acionamento dos LEDs. Estes sinais foram gerados pelo CCM para a sequência de acionamento de um LED e o sinal de *clock* (sincronismo). O sinal do canal 1 (figura 3.19 - sinal superior) corresponde ao sincronismo (*clock*), que ocorre a cada 1 ms ( $f=1$  kHz). Quando selecionado, o LED a ser acionado é comutado também com a frequência de 1 kHz e permanece ativo durante um tempo de 500  $\mu s$  (figura 3.19, canal 2).

A figura 3.20 exibe em detalhes a sequência lógica de acionamento dos LEDs, conforme o diagrama previsto na figura 3.19. É possível verificar que o programa que gerencia o acionamento sequencial dos fotoemissores gerencia também o processamento dos dados obtidos com as leituras. Inicialmente, ocorre a limpeza dos registradores utilizados por esta rotina e na sequência, o *clock* de 1 kHz é gerado para o sincronismo. Logo após esta etapa, o primeiro LED, de 970 nm, é selecionado para ser acionado com a frequência do *clock* estabelecido, mas ainda não emite luz até que a tecla de comando (L do teclado) seja pressionada.



**Figura 3.19:** Acionamento de um dos LEDs e sinal de sincronismo.

Uma vez pressionada a tecla de comando, o LED selecionado é acionado e o sistema de aquisição realiza a captura da tensão obtida a cada três pulsos de *clock*, conforme 3.20 e grava este valor em uma posição de memória. É monitorada a quantidade de registros de valores capturados pela emissão deste LED até que a quantidade de 50 registros seja atingida. Neste instante, é realizada a média aritmética deste grupo de leituras e armazenada para posterior envio ao PC, na sequência, ocorre o incrementado de um contador que registra a operação do LED selecionado inicialmente, que serve de indicador para o próximo a ser acionado.

A rotina percorrida pelo LED de 970 nm é a mesma para os demais. Seguindo a mesma ordem de execução, os LEDs são selecionados sempre depois que o anterior foi acionado na quantidade de vezes necessária a captura das 50 leituras e no cálculo da média das mesmas, iniciando pelo LED de 970 nm, passando para o de 1200 nm até que o último, o LED de 1450 nm finalize sua rotina. É neste

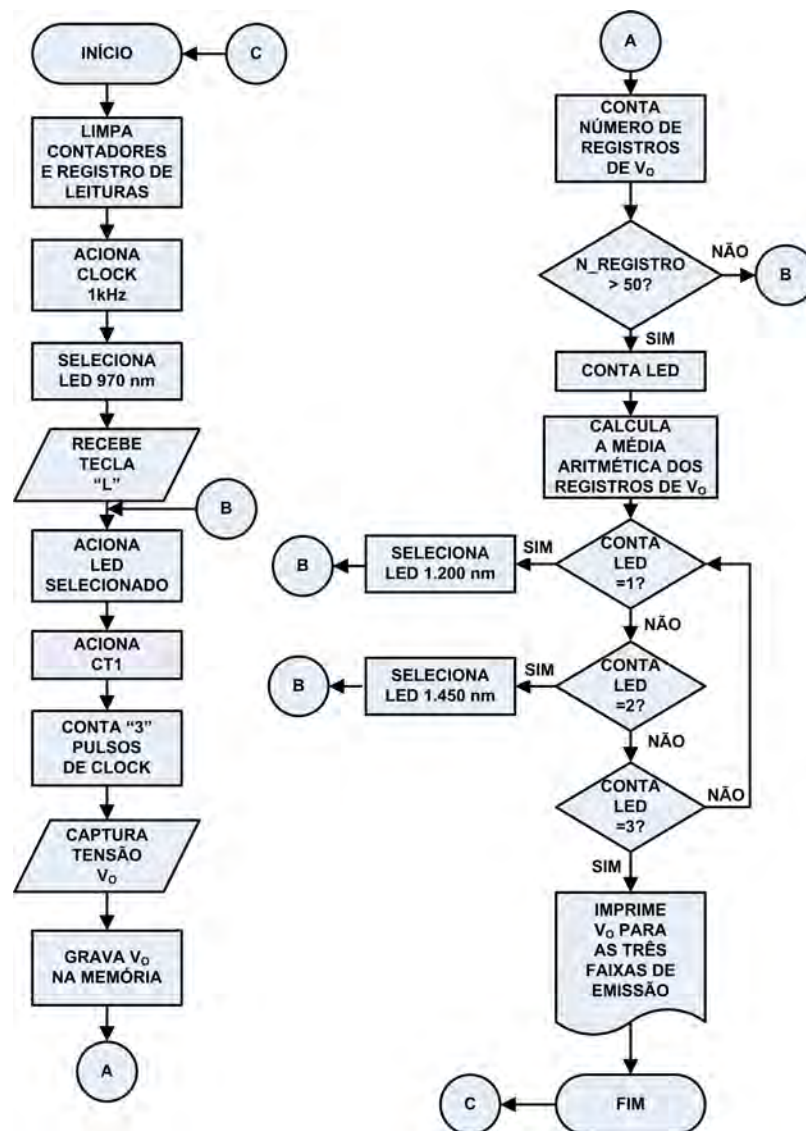


Figura 3.20: Rotina detalhada de acionamento dos LEDs NIR.

instante que o sistema de aquisição envia o resultado de todas as médias das leituras prevista para cada faixa de emissão para o PC via comunicação serial, de acordo com a figura 3.18.

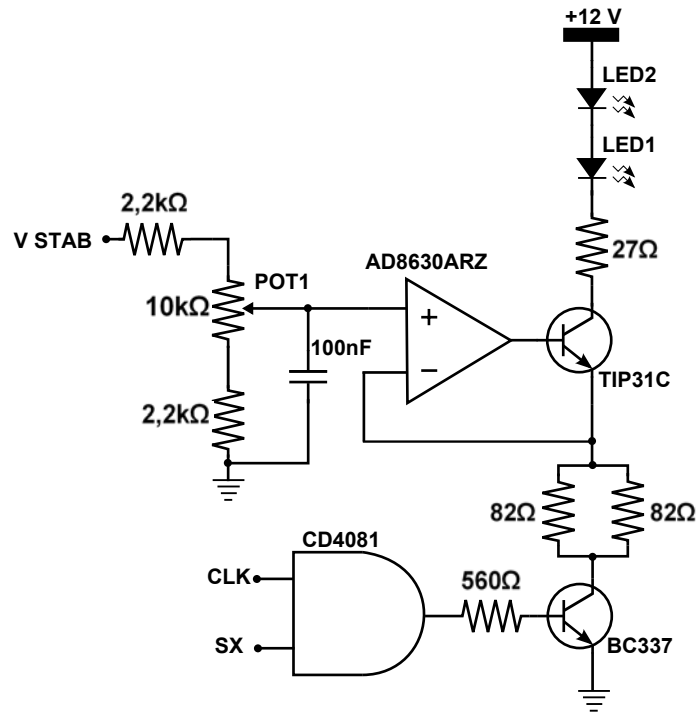
O circuito de acionamento lógico dos LEDs é responsável pela comutação dos fotoemissores (dispostos em pares). Cada par é composto por LEDs de mesmo comprimento de onda (970 nm, 1200 nm e 1450 nm). Estes LEDs atuam de acordo com uma rotina de varredura e enquanto estão selecionados para acionamento, são comutados na frequência de 1kHz para minimizar os efeitos da influência da luz externa. A corrente inicialmente ajustada nos fotoemissores no instante em que são comutados é de 80 mA durante o período de acionamento onde apenas um par de LEDs é acionado por vez.

Com o objetivo de manter a emissão de luz por meio dos LEDs com a mesma amplitude sempre que acionados, foi utilizada uma fonte de corrente ajustada inicialmente em 80 mA, valor que atende ao limite imposto pelo fabricante que é de 100 mA. A corrente foi adotada inicialmente neste valor para avaliar o sistema baseado nas características elétricas impostos pelo datasheet dos LEDs e do fotodetector em termos de potência emitida e responsividade respectivamente.

O esquema da fonte de corrente para os LEDs é apresentado na figura 3.21, onde o valor da tensão ajustada através de um potenciômetro (representado por POT1) define a corrente que circula através do par de fotoemissores enquanto acionado. Este circuito é idêntico para os três pares de LEDs utilizados e o ajuste de cada par é independente, podendo então cada comprimento de onda apresentar intensidades diferentes entre si de acordo com a necessidade (dada em função da amostra sob teste). A tensão de referência utilizada (V STAB) é provida pelo circuito integrado LT1461CCS8-5 (figura 3.9).

O motivo que levou a utilização de uma fonte de corrente para cada LED é que mantendo-se constante a corrente através do fotoemissor, minimiza-se a variação de luminosidade emitida entre as diferentes leituras realizadas pelo instrumento.

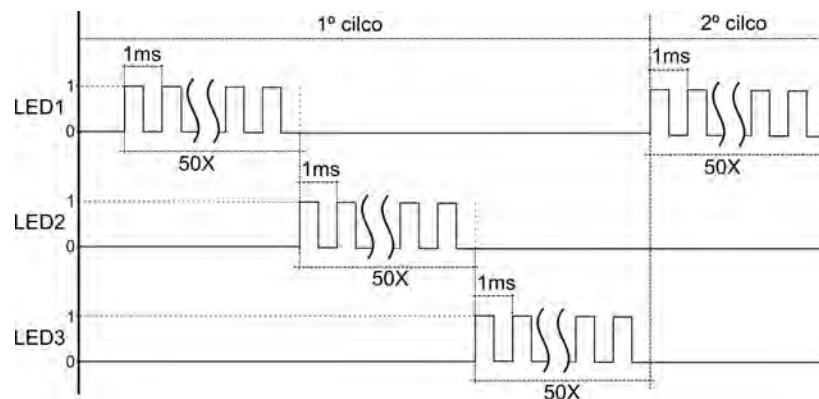
A figura 3.21 apresenta um dos três circuitos de acionamento para os pares de LEDs, onde um sinal de sincronismo “CLK” impõe a frequência de acionamento enquanto o sinal “SX” representa a seleção do comprimento de onda em questão. Esta combinação depende de uma porta lógica “AND” de modo que quando ambos os sinais (CLK e S1) estiverem em nível lógico 1 (5 Vcc), o transistor Q2, que atua como chave, permite que a corrente ajustada através de POT1 e CI1:A circule através dos LEDs do par acionado, enquanto o transistor Q1 representa o regulador série que atende a polarização imposta pelo CI1:A.



**Figura 3.21:** Circuito da fonte de corrente: Ajuste feito por potenciômetro.

Para iniciar um ciclo de varredura no acionamento dos LEDs, é necessário que o sistema de aquisição esteja conectado a um computador por meio da porta USB e através do *HyperTerminal*, onde o comando para início é interpretado pelo *software* ao pressionar a tecla *L* do teclado. Neste instante ocorre um ciclo completo de varredura sequencial dos LEDs de L1 a L3, conforme figura 3.22. Primeiro o LED1 é acionado e permanece neste estado durante  $500 \mu\text{s}$ . A frequência desta ocorrência é de 1 kHz, ou seja, a cada 1ms o LED1 fica metade do tempo aceso e a outra metade apagado. Este evento ocorre cinquenta vezes seguidas para o mesmo LED.

Ao final da sequência do LED1, o LED2 é acionado e seu comportamento é idêntico ao do LED1. Na sequência, ocorre o ciclo do LED3 após o término do ciclo do LED2, que é acionado da mesma forma que o anterior. Ao final do



**Figura 3.22:** Sequência lógica de acionamento dos LEDs.

ciclo do LED3, conclui-se o primeiro ciclo completo de acionamento do sistema de iluminação. Para que haja um novo ciclo de varredura dos LEDs, o sistema aguarda que seja pressionada novamente a tecla  $L$  no teclado do PC. Apenas um LED é acionado por vez, permitindo ao sistema de aquisição sincronizar a leitura da tensão proveniente da reflectância da amostra em função da cada faixa de espectro eletromagnético emitido separadamente no tempo (970 nm, 1200 nm, 1450 nm).

### 3.8 Controle de Temperatura

A justificativa de se utilizar uma técnica de controle de temperatura resume-se a variação da resistência de escuro (*dark resistance*) do fotodetector e a consequente variação de corrente de escuro (*dark current*) que ocorre com a variação da temperatura sobre sua junção, conforme (ROITHNER, 2010b). Esta variação pode comprometer a confiabilidade do resultado da medição realizada pelo circuito de condicionamento, sendo então necessário estabilizar a temperatura mantendo-a dentro de um nível pré-estabelecido no ajuste do instrumento *in situ*.

Com o objetivo de manter a temperatura estável no encapsulamento do fotodetector para garantir as condições de teste originais de ajuste (laboratório onde a temperatura é controlada), este circuito dispõe de algoritmo de controle de ação proporcional, que atende as características da dinâmica do processo de troca térmica envolvida no sistema de controle de temperatura, levando-se em consideração o tempo morto e a constante de tempo do sistema. A ação de controle proporcional depende das características apresentadas na equação (3.15), conforme Campos e Teixeira (2006), onde  $MV$  é a variável manipulada,  $k_p$  é a constante de proporcionalidade,  $DV$  é o desvio e  $S_0$  é a saída quando  $DV=0$ .

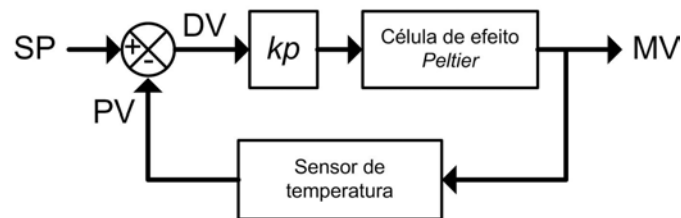
$$MV = k_p \cdot DV + S_0, \quad (3.15)$$

A constante de proporcionalidade  $k_p$  e o valor de  $S_0$  (valor da saída do controlador enquanto o desvio  $DV$  for igual a zero) dependem das características relacionadas à função de transferência do sistema de troca de calor. Já o desvio ( $DV$ ) depende da diferença entre o valor do *setpoint* ( $SP$ ) e o valor da temperatura medida ( $PV$ ), de acordo com a equação (3.16), conforme Campos e Teixeira (2006), onde  $SP$  é o valor predefinido (*setpoint*) e  $PV$  é a variável de processo (a temperatura medida).

$$DV = SP - PV, \quad (3.16)$$

O circuito de controle primeiramente reconhece o valor da amplitude térmica (PV) sobre o sensor óptico através do sensor de temperatura e compara este valor com o SP de 25 °C. É em função do resultado desta comparação que o circuito de condicionamento de temperatura opera no sentido de atribuir  $+\Delta T$  ou  $-\Delta T$  sobre a placa do fotodiodo, de modo a estabilizar a temperatura em 25 °C.

Para definir o ciclo ativo da modulação por largura de pulso (PWM) na qual as chaves ativas devem operar para estabelecer a troca térmica sobre o sensor PT511, o circuito de controle utiliza a amplitude de desvio entre o valor predefinido e o valor real da temperatura. O diagrama da figura 3.23 representa a interação entre o SP e a PV, atuando em função da ação de controle proporcional e a realimentação que ocorre através do sensor de temperatura (sinal de erro).

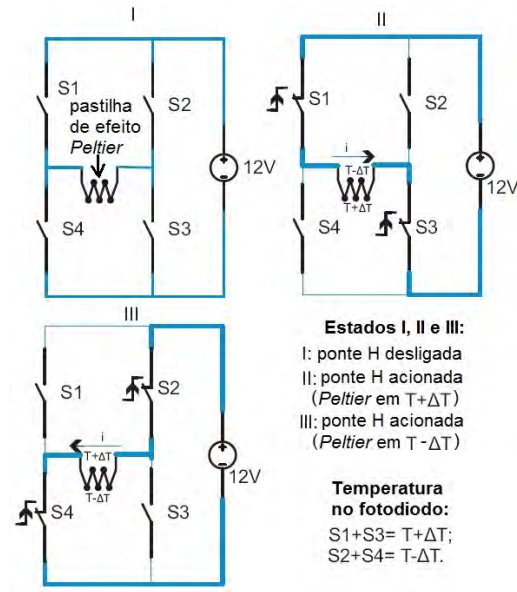


**Figura 3.23:** Diagrama de controle do trocador de calor.

### 3.8.1 Circuito de condicionamento de temperatura

O circuito de condicionamento de temperatura conta com um elemento final de controle do tipo pastilha de efeito *Peltier*, cujo objetivo é estabelecer  $\Delta T$  sobre o encapsulamento do fotodiodo, caso haja diferença entre a temperatura ambiente e o valor predefinido (25 °C). Para atuar no controle de temperatura, o sistema dispõe de um circuito de acionamento da pastilha de efeito *Peltier* baseado em uma etapa de potência do tipo ponte H. Este circuito de comutação atua em pares de chaves que combinadas promovem o efeito desejado de aumento ou diminuição de temperatura sobre o sensor óptico. A figura 3.24 apresenta a etapa de potência do circuito da ponte H.

Para definir se o trocador de calor deve aumentar ou diminuir a temperatura em torno do fotodetector, o sensor de temperatura LM92 envia para o CCM o valor da temperatura atual. Primeiramente, o CCM avalia se a diferença entre a temperatura atual (PV) e a temperatura desejada (SP) resulta em um valor maior, igual ou menor do que zero, ou seja, se o  $SP > PV$ , significa que a temperatura atual é inferior ao valor desejado, assim a ponte H deve ser acio-



**Figura 3.24:** Etapa de potência da ponte H - Estados lógicos de operação.

nada conforme o arranjo II da figura 3.24 ( $T+\Delta T$ ), com o intuito de elevar a temperatura sobre o fotodetector PT511.

De maneira análoga, ocorre para o fechamento do arranjo III da figura 3.24, onde o trocador imprime um decremento de temperatura para o caso onde  $SP < PV$ , ou seja, a temperatura no fotodetector é superior ao desejado, então a ponte H deve inverter o sentido da corrente para resfriar a superfície do sensor. Para o caso onde  $SP = PV$ , a ponte H fica conforme o arranjo I da figura 3.24, ou seja, ocorreu a estabilidade e não há a necessidade de aumentar ou diminuir a temperatura sob PT511.

Juntamente com a seleção do sentido de fluxo de corrente através da pastilha de efeito *Peltier*, ocorre também no CCM a definição de quanto tempo as chaves permanecerão acionadas em sua frequência fixa, ou seja, qual o percentual de razão cíclica a mesma deve assumir no tempo. Este fator depende da equação (3.15), onde  $MV$  é a saída proporcional ao desvio ( $DV$ ).

Para estabelecer a relação de proporcionalidade, ocorre a comparação do valor da temperatura atual com a temperatura pré-definida (conforme a equação (3.16)), e desta maneira é possível definir qual a razão cíclica será imposta ao PWM no acionamento das chaves estáticas da ponte H. A figura 3.25 ilustra em detalhes a rotina de controle de temperatura implementada.

A partir da figura 3.25 é possível identificar que inicialmente o algoritmo de controle acessa as constantes relativas a dinâmica do trocador de calor em termos de  $kp$ ,  $SP$  e  $S_0$ . Na sequência, o sensor LM92 informa o valor da temperatura sobre o fotodetector, permitindo ao CCM calcular a referência PWM a ser imposta

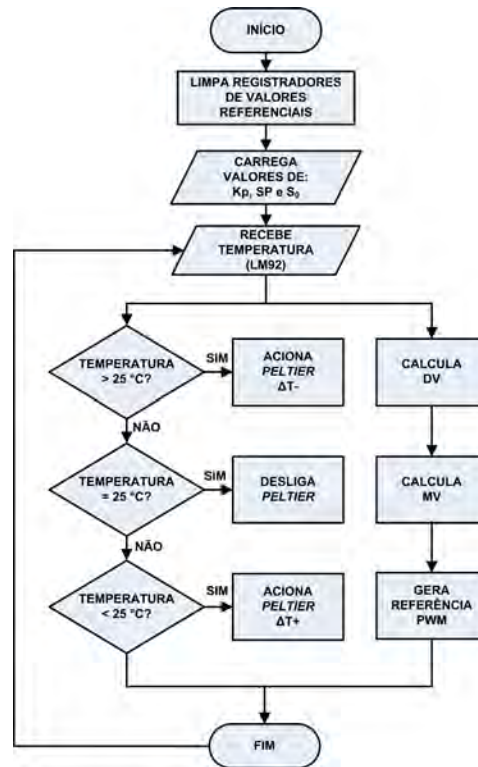


Figura 3.25: Rotina de controle de temperatura.

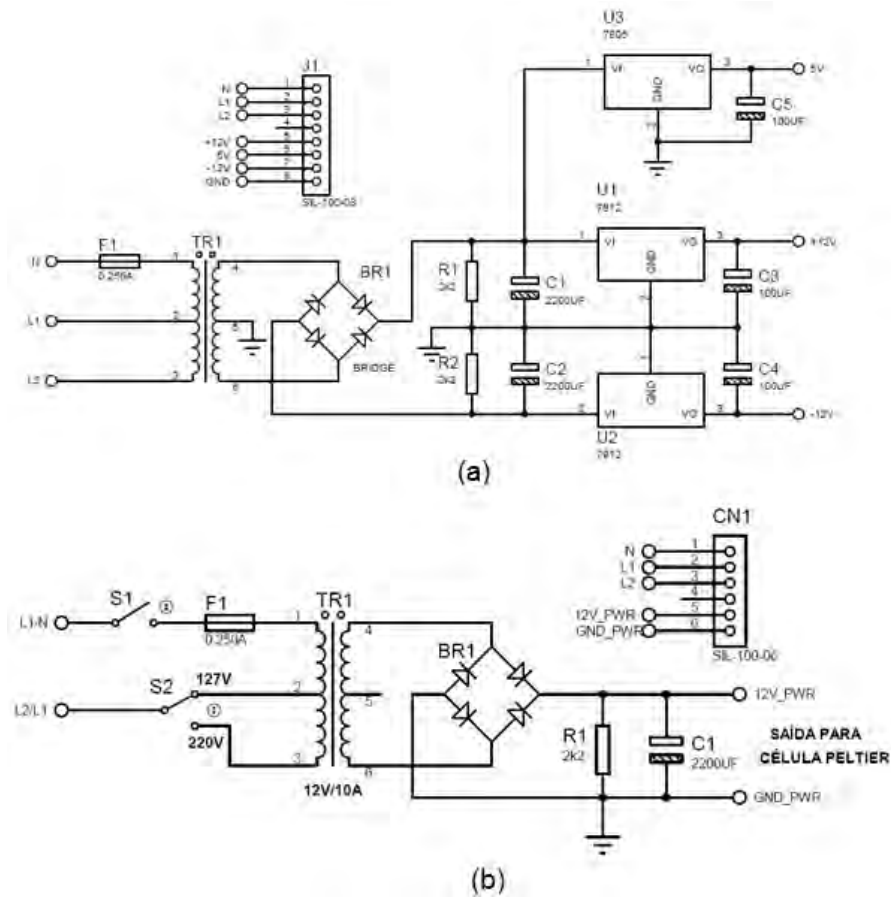
às chaves da ponte H e a definição do sentido da corrente aplicada à pastilha de efeito *Peltier*.

### 3.9 Fonte de alimentação

A fonte de alimentação em corrente contínua consiste em conversor CA-CC, com entrada em 127 Vca e saída estabilizada multi-estágio, com tensões de +12 Vcc, -12 Vcc e 5 Vcc, dimensionadas para alimentar a etapa de instrumentação e controle. Também conta com saída em 12 Vcc isolada para alimentar uma pastilha de efeito *Peltier* com consumo de 90 W. A figura 3.26 apresenta os circuitos deste estágio.

Inicialmente, a topologia apresentada foi baseada em um conversor CC-CC chaveado em 50 kHz do tipo *Forward* a dois transistores, com potência total de 200 W, suficientes para alimentar toda o estágio de instrumentação e o de potência do trocador de calor, porém, durante o desenvolvimento, ficou claro que a presença de uma fonte chaveada nas proximidades do equipamento resultaria em problemas com ruídos resultantes do chaveamento em alta frequência, por isso foi optado por um conversor linear.

A fonte apresentada na figura 3.26(a) é utilizada para alimentar o circuito de condicionamento e controle, contando com reguladores de tensão de +12 Vcc, -12



**Figura 3.26:** Fontes de alimentação do sistema de aquisição.(a) Fonte regulada para circuito de condicionamento e controle, (b) Fonte para alimentar a etapa de potência.

$V_{cc}$  e  $5 V_{cc}$  com capacidade de até 1 A de corrente. Já a fonte da figura 3.26(b) é mais robusta, podendo assumir até 10 A em sua saída e tem como objetivo alimentar a etapa de potência composta pela pastilha de efeito *Peltier* acionada pela ponte H. Esta fonte de alimentação não possui regulação e a tensão na saída depende da tensão da relação de espiras do secundário do transformador TR1 e a queda de tensão dos diodos da ponte retificadora BR1.

### 3.10 Condicionamento das amostras e metodologia de teste

Por meio de consultas a métodos utilizados por profissionais da área de análise de alimentos, identificamos a necessidade de condicionarmos as amostras antes de submetê-las aos testes e de adotar algumas técnicas baseadas em: medição por triplicatas, homogeneização da amostra, distribuição uniforme da amostra na placa de Petri, padronização da massa das amostras, granulometria da amostra e introdução de uma superfície de cor preta ao redor do suporte da placa de

Petri. Estas técnicas tiveram o intuito de minimizar a influência de fatores que comprometem os resultados e consistem basicamente em condicionar a amostra de modo comum durante a série de experimentos.

Medição por Triplicatas: Consiste em realizar a medição tripla de todas as amostras de forma aleatória, ou seja, cada amostra é mensurada três vezes durante os testes, sem repetição sequencial com o objetivo de verificar a repetitividade do sistema de aquisição. O método de medição por Triplicatas baseia-se no sorteio aleatório de uma amostra que é então mensurada. Após a leitura da mesma, ocorre outro sorteio, sendo testada uma amostra qualquer de cada vez do total de um grupo de amostras. Este processo ocorre até que todas as amostras sejam testadas em ordem aleatória, não permitindo a repetição seriada da anterior.

A homogeneização da amostra tem como objetivo linearizar a superfície da mesma dentro da placa de Petri de modo que a camada superficial apresente-se na forma plana e uniforme. Esta técnica padroniza as amostras às mesmas condições de teste e permite a minimização de desvios gerados pela reflexão desuniforme da luz provocada pela superfície irregular natural da amostra.

Já a distribuição da amostra na placa de Petri resulta na minimização das perdas por dispersão de luz, uma vez que onde não há a mostra na placa, não há reflexão uniforme e, portanto há variações entre uma leitura e outra.

A padronização da massa das amostras resulta na quantidade em volume que a mesma irá ocupar dentro da placa de Petri, impactando principalmente na distribuição da mesma, embora a luz que nos interessa na reflectância é a refletida, este cuidado com a quantidade de café permite padronizar as condições de teste das demais amostras de um mesmo grupo.

Para o caso deste experimento, a quantidade de amostras foi padronizada através de um dosador padrão adotado com volume de  $40,2 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3$ . A granulometria da amostra influencia diretamente nos resultados das medições, uma vez que diferentes tamanhos de grãos podem refletir diferentes intensidades de luz devido ao seu formato e superfície de área externa, entre outros. Embora este parâmetro seja muito importante, em nossos testes utilizamos amostras de uma mesma família, apenas com umidades diferentes, apresentando assim a mesma granulometria, sendo assim desnecessário abordá-la.

A introdução de uma superfície de cor preta ao redor do suporte da placa de Petri minimiza a reflexão da luz pela superfície do gabinete do equipamento, cuja cor diferente de preto deve refletir a luz emitida pelos LEDs e interferir nos

resultados. Isso limita a luz que é de fato refletida para o fotodetector a ser proveniente apenas da amostra em teste.

Embora sendo maior que nos outros LEDs, a corrente no fotoemissor de 970 nm ainda não é suficiente para excitar a saída do circuito de condicionamento para o padrão que varia de 0 Vcc a 5 Vcc, então além deste ajuste, foi necessário fazer com que o ganho de saída do circuito fosse ajustado para atender a faixa de emissão de menor amplitude (970 nm) e posteriormente ajustar as demais correntes dos outros LEDs a operar dentro desta faixa.

Quando equilibramos sinais de diferentes respostas (variação de amplitudes diferentes) dentro de uma mesma escala, temos como resultado uma maior sensibilidade em sinais de menor amplitude, pois para estes sinais atingirem a amplitude dos sinais de maior tensão devem ser multiplicados por um ganho muito maior, então, para este caso uma pequena variação pode resultar em uma resposta abrupta.

Devido ao fato de o circuito de ganho ser o mesmo para todas as faixas de emissão, não é possível diferenciá-lo entre os três tipos de sinais de entrada (970 nm, 1200 nm e 1450 nm), com isso, a manipulação da corrente dos LEDs foi à solução mais adequada para a atual topologia, permitindo que as respostas para os diferentes comprimentos de onda pudessem se ajustar ao padrão de saída entre aproximadamente 0 Vcc a 5 Vcc.

## 4 Resultados

Os resultados obtidos por esta pesquisa dividem-se no desenvolvimento do protótipo e nos resultados experimentais de medição. Na primeira parte são apresentadas as placas implementadas durante a pesquisa e o sistema óptico desenvolvido. Nos resultados experimentais, são apresentados os sinais de saída para o sistema operando diretamente com amostras de café solúvel.

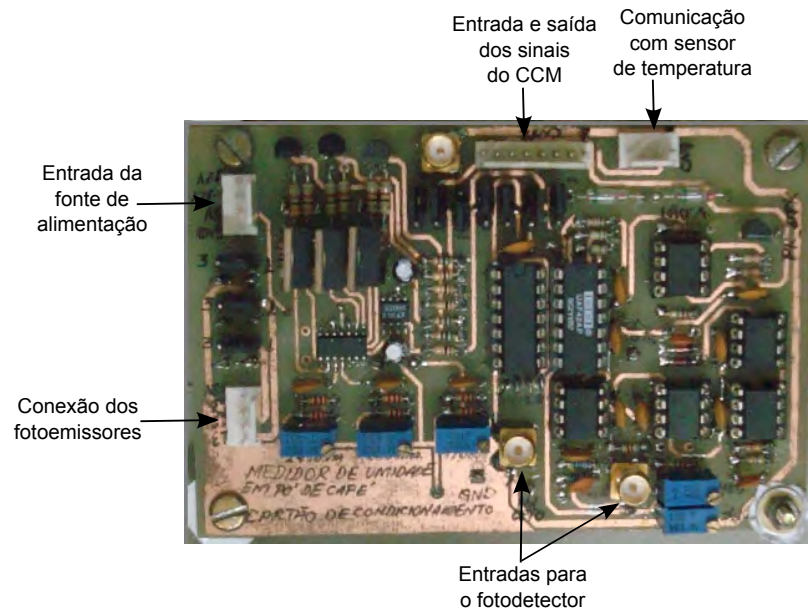
### 4.1 Protótipo desenvolvido

Esta pesquisa desenvolveu modelos que foram utilizados para estabelecer o funcionamento do sistema de aquisição. Estes modelos resumem-se a circuitos eletrônicos que exercem funções específicas dentro do equipamento e conforme citado na seção 3.1 (Descrição do processo). Os circuitos desenvolvidos passaram por análises e simulações antes de serem submetidos as versões definitivas em placas de circuito impresso.

As placas de circuito impresso (PCIs) desenvolvidas para o sistema de aquisição são divididas em: placa do circuito de condicionamento analógico, placa dos fotomissores, placa do fotodetector e sensor de temperatura e placa da Ponte H.

#### 4.1.1 Placa do circuito de condicionamento analógico

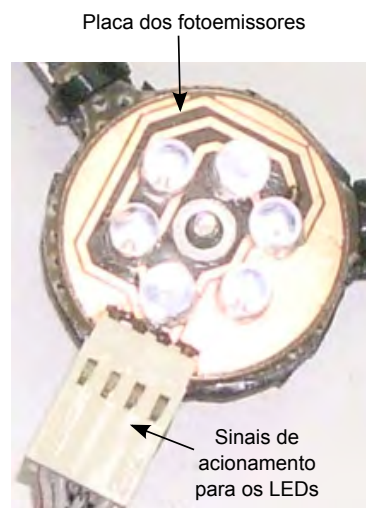
Na figura 4.1 é apresentada a placa desenvolvida para o condicionamento dos sinais analógicos. O *layout* desenvolvido prioriza a minimização da ação de ruídos externos aplicando malha de aterramento a placa de circuito impresso e prevê conectores especiais para os sinais de entrada, fazendo com que os sinais de pequena amplitude (fotodetector) sejam entregues ao circuito de condicionamento sem alterações.



**Figura 4.1:** Foto da placa de condicionamento.

#### 4.1.2 Placa dos fotoemissores

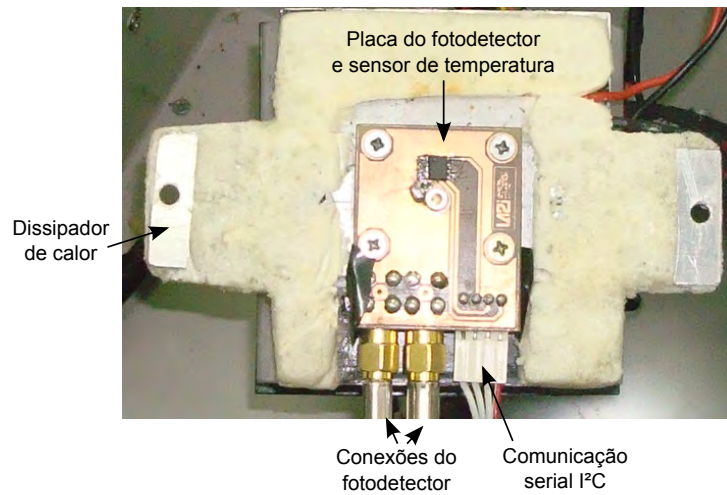
A placa da figura 4.2 representa o sistema de iluminação do protótipo. É possível verificar como os fotodetectores foram dispostos. Há dois LEDs para cada comprimento de onda montados nesta placa totalizando as três faixas de emissão previstas para o sistema de iluminação.



**Figura 4.2:** Foto da placa dos fotoemissores.

#### 4.1.3 Placa do fotodetector e sensor de temperatura

A figura 4.3 apresenta a placa desenvolvida para o fotodetector e consequentemente, para o sensor de temperatura que tem como objetivo monitorar a variação térmica ao redor do encapsulamento de PT511.



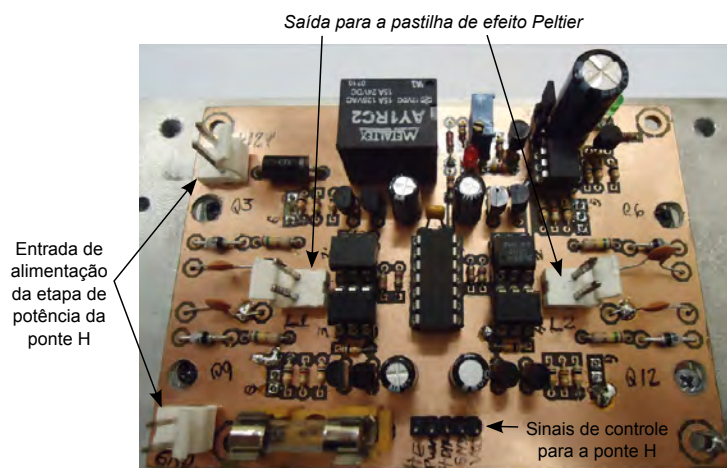
**Figura 4.3:** Foto da placa do fotodetector e sensor de temperatura montada no dissipador de calor.

É possível observar que esta placa está acoplada a um dissipador de calor para aumentar a eficiência de troca térmica, além de um sistema de arrefecimento a partir de uma pastilha de efeito *Peltier*.

#### 4.1.4 Placa da Ponte H

Já na placa da ponte H (figura 4.4) é possível verificar a presença de conectores de potência que dão suporte a alimentação da pastilha de efeito *Peltier*.

Esta placa é montada no interior de um gabinete metálico aterrado para minimizar os efeitos da radiação emitida pelo chaveamento de seus transistores. Os circuitos desenvolvidos por esta pesquisa têm a capacidade de condicionar sinais provenientes de um fotodetector na banda espectral do NIR, porém, podem ser utilizados em diversas outras aplicações onde a espectroscopia atua. Isto adéqua o modelo desenvolvido a ser utilizado também na detecção de outras



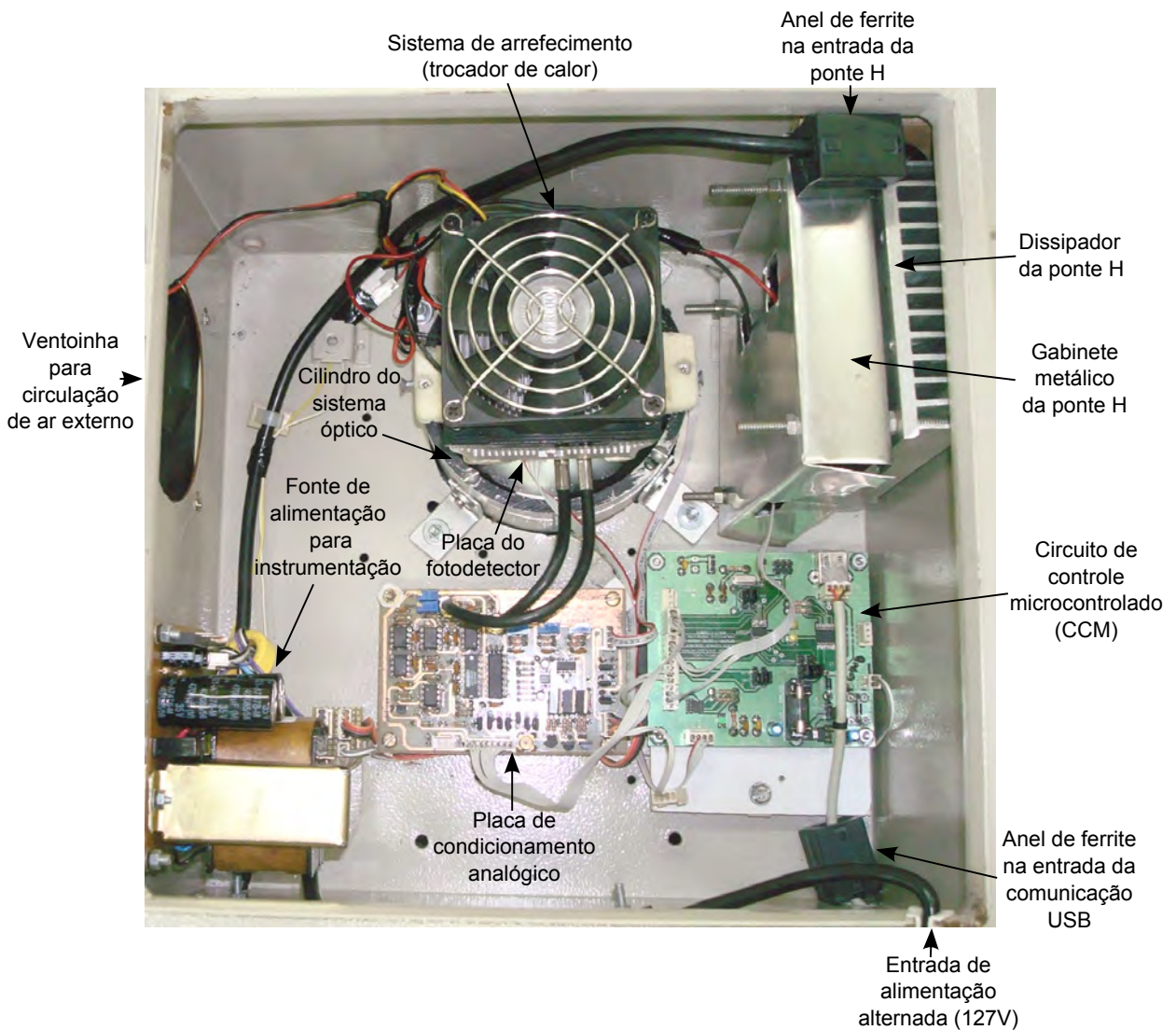
**Figura 4.4:** Foto da ponte H.

características específicas, como por exemplo: gordura, maciez, proteína, entre outros.

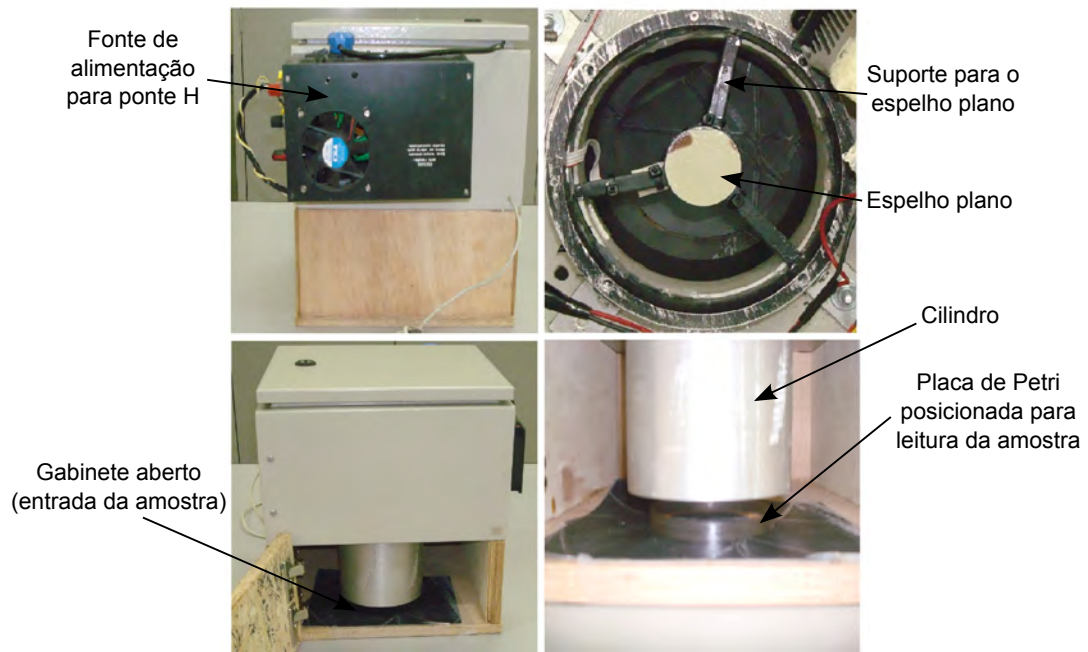
Além das placas, o sistema de aquisição conta com um gabinete metálico com tampa superior que abriga os circuitos eletrônicos montado na parte superior do protótipo. Abaixo deste, há um gabinete de madeira que sustenta mecanicamente a estrutura do dispositivo além de alojar a placa de Petri (que contém a amostra em teste) acessível por meio de uma porta que é fechada durante os ciclos de leituras do equipamento.

A figura 4.5 apresenta a vista superior do gabinete metálico (com tampa aberta) e os componentes dispostos conforme configuração atual.

A figura 4.6 permite visualizar como a amostra é introduzida no sistema de aquisição, como o espelho plano é montado no interior do cilindro e a fonte de



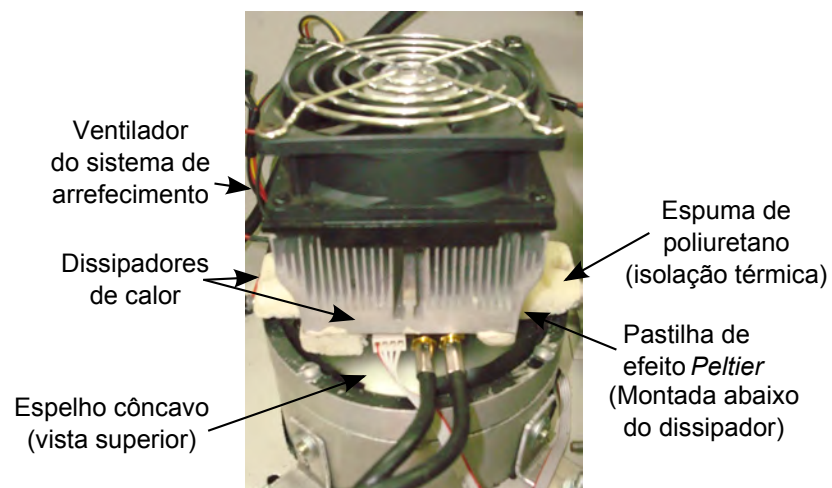
**Figura 4.5:** Gabinete metálico do sistema: configuração mecânica dos dispositivos.



**Figura 4.6:** Sistema de aquisição: acesso a amostra em teste e disposição do espelho plano.

alimentação de potência para a ponte H, que é montada externamente ao gabinete metálico devido as suas dimensões mecânicas.

O sistema de condicionamento de temperatura dispõe de um trocador de calor para o arrefecimento e estabilização da temperatura sobre o fotodetector que se apresenta na figura 4.7, onde é possível visualizar o ventilador que succiona ar quente (para cima) enquanto um dissipador (principal) de calor aumenta o potencial de troca térmica sobre a chapa de alumínio que sustenta a placa do fotodetector. A pastilha de efeito *Peltier* está montada logo abaixo do dissipador principal, separando-o da placa do receptor.



**Figura 4.7:** Trocador de calor do sistema de arrefecimento.

## 4.2 Resultados experimentais de medição

Os resultados dos testes realizados com as amostras de café solúvel serão apresentados nesta seção e divididos em duas partes: resultados iniciais e resultados finais. Nos resultados iniciais, são apresentadas as primeiras respostas do sistema a variação de umidade, que nesta etapa de testes não foram satisfatórias. Já nos resultados finais, foi adotada uma metodologia de testes que forneceu os resultados em forma de tendências, onde o sinal de saída do sistema é proporcional a variação de umidade do grupo de amostras. Os resultados com a utilização desta metodologia permitem classificar o sistema de aquisição como sensível a variações de umidade, de acordo com modelos utilizados em laboratórios de análises químicas.

Com o intuito de avaliar o sistema de aquisição, o circuito de condicionamento analógico concebido foi ajustado para operar com amostras de café solúvel do tipo *Spray Dried*, disponibilizadas pela empresa Café Cacique. Estas amostras foram verificadas a partir do método de *Karl Fischer* no próprio laboratório de análise do fornecedor e consistem na referência utilizada para avaliar os resultados do sistema de aquisição desta pesquisa.

A avaliação do sistema de aquisição desenvolvido por esta pesquisa utilizou o café solúvel para os testes porque a umidade exerce alto grau de influência sobre sua qualidade, determinando inclusive o tempo que o mesmo pode permanecer armazenado (prazo de validade). Os processos de medição de umidade tradicionais, como o de *Karl Fischer*, demandam tempo e não podem ser aplicados a medições em tempo real, porém, através da espectroscopia é possível oferecer uma solução para a determinação de concentração percentual de umidade.

### 4.2.1 Resultados iniciais

O objetivo dos testes de medição com o sistema de aquisição é avaliar a sensibilidade do mesmo a variações de umidade em um grupo de amostras de café solúvel. Inicialmente, as amostras foram aplicadas ao sistema através de uma placa de Petri em escala crescente de valor, conforme tabela 4.1 e foi realizada apenas uma leitura para cada amostra.

Antes de iniciar os testes com amostras, foram ajustadas as correntes que circulam através dos três LEDs igualmente em 80 mA. A alteração do valor da corrente é possível através do potenciômetro de ajuste em seus circuitos de acionamento. Esta corrente implica em uma taxa de radiação de luz distinta a

cada LED. O motivo de adotar este valor de corrente, alinha-se com os limites de corrente direta impostos pelo fabricante em 100 mA para cada fotoemissor, então adotamos 80 mA para operar em uma margem de segurança e ao mesmo tempo obter uma relação de potência luminosa suficiente para excitar o fotodetector, uma vez que neste estágio inicial, ainda estávamos investigando a resposta do sistema. Posteriormente, este ajuste deverá contemplar o tipo de amostra e deverá ser feito de acordo com a curva de resposta que cada produto apresenta em teste.

Foram utilizadas amostras para os testes preliminares com o objetivo de avaliar a capacidade do sistema em responder a variações de umidade em amostras de café solúvel do tipo *Spray Dried*, com umidades entre aproximadamente 1,55% e 2,53% devidamente verificadas pelo método de *Karl Fischer*. As amostras utilizadas para o teste foram todas do mesmo tipo, porém com valores de umidades diferentes entre si, totalizando 17 amostras conforme mostra a tabela 4.1.

Foi necessário estabelecer parâmetros de fundo de escala para os circuitos de ganho e *offset* de saída, uma vez que inicialmente não havia como prever a quantidade de luz que chegaria até o fotodetector para amostras desta variedade de café dentro da faixa estabelecida entre 1,55% e 2,53% de umidade. O ajuste consistiu em introduzir inicialmente valores extremos de umidade ao sistema de aquisição (1,55% é o mínimo e 2,53% é o máximo de umidade para esta variedade de café) com a premissa de que os demais valores de umidade estariam compreendidos dentro destes limites, ou seja, ajusta-se o sistema de aquisição utilizando-se uma amostra de 1,55% como sendo a menor umidade, logo o fundo de escala e logo depois, uma amostra de 2,53% para o valor de maior umidade ou menor sinal elétrico de saída.

Uma vez estabelecidos os limites inferior e superior de umidade para os testes com o protótipo, foram verificadas as respostas para cada comprimento de onda, de modo a observar a representatividade da emissão de cada LED no sistema. Após o teste com os valores extremos de umidade, os LEDs de 1200 nm e 1450 nm mostraram resultados atuando dentro da região do gráfico entre 0 Vcc e 5 Vcc, sendo o sinal resultante de 1200 nm com amplitude máxima em aproximadamente 2,6 V e os resultados para emissões de 1450 nm tendendo a saturação em seu pico

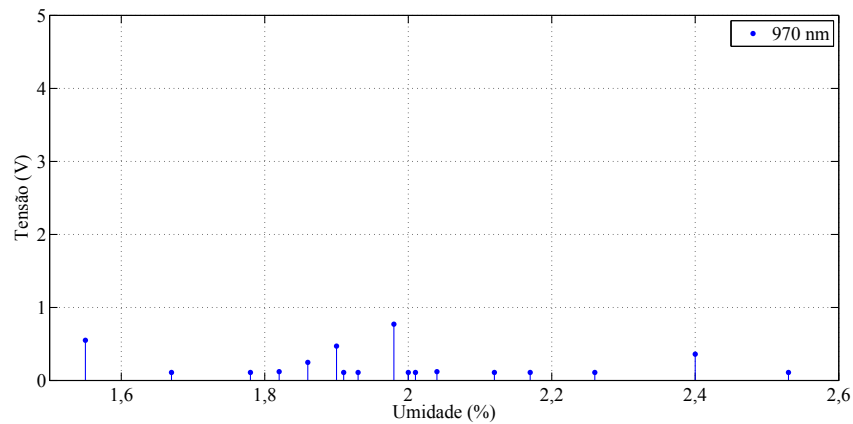
Amostra:	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Umidade(%):	1,55	1,67	1,78	1,82	1,86	1,90	1,91	1,93	1,98	2,00
Amostra:	11	12	13	14	15	16	17	-	-	-
Umidade(%):	2,01	2,04	2,12	2,17	2,26	2,40	2,53	-	-	-

**Tabela 4.1:** Amostras utilizadas nos testes iniciais com o medidor.

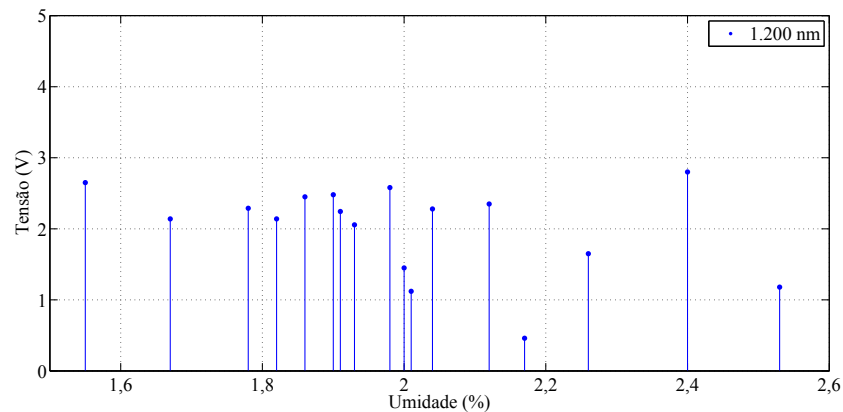
mais elevado, então tiveram suas corrente alteradas para atender à faixa desejada de 0 Vcc e 5 Vcc.

As figuras 4.8, 4.9 e 4.10 mostram os resultados preliminares obtidos com o sistema de aquisição.

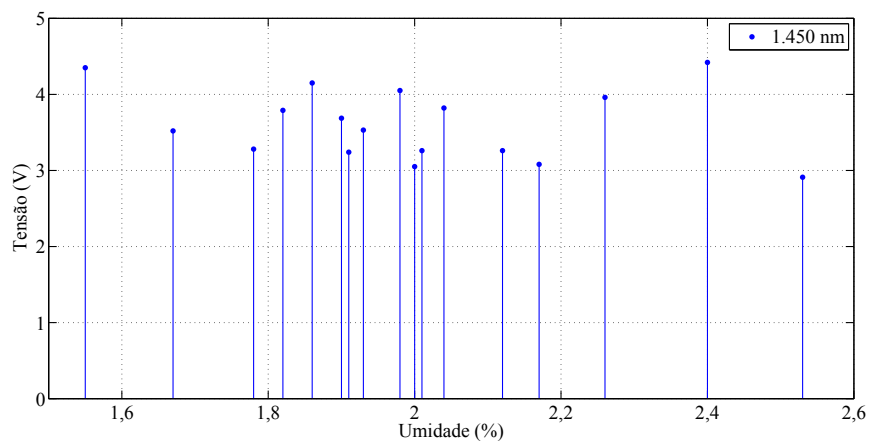
É possível concluir que a resposta para amostras de umidades crescentes, vari-



**Figura 4.8:** Testes iniciais: Gráfico de resposta para emissões de 970 nm.



**Figura 4.9:** Testes iniciais: Gráfico de resposta para emissões de 1200 nm.



**Figura 4.10:** Testes iniciais: Gráfico de resposta para emissões de 1450 nm.

ando de 1,55% a 2,53%, apresentam pontos aleatórios onde na realidade deveriam apresentar uma tendência decrescente.

O resultado mostrado nas figuras 4.8, 4.9 e 4.10, nos levou a questionar o método utilizado nos procedimentos dos testes, levando à necessidade de adotar um método de testes utilizado em laboratórios de análise voltado ao condicionamento das amostras.

A emissão do LED de 970 nm obteve o resultado de menor amplitude, atuando entre 0,1 Vcc e 0,75 Vcc, que comparado aos outros sinais está fora da faixa de observação padrão (0 Vcc a 5 Vcc), porém permaneceu nesta escala apenas para contemplar os testes preliminares, pois mais testes seriam realizados até que os ganhos e valores de corrente pudessem se adequar aos padrões de saída desejados.

Com base na primeira experiência realizada com o sistema, de acordo com as figuras 4.8 a 4.10, concluímos para este estágio de testes, que os resultados não satisfazem o padrão de resposta esperado para este tipo de instrumento, então houve a necessidade de adotar uma metodologia específica para avaliar o modelo e inferir sobre a resposta a umidade apresentada, conforme mostrado na seção . Neste primeiro estágio de testes, a amostra não havia sido condicionada conforme procedimentos de testes químicos laboratoriais adequados.

## 4.2.2 Resultados Finais

Adotando-se toda a metodologia de teste apresentada na seção 4.2.1 e os ajustes realizados nas correntes dos LEDs e no circuito de ganho de saída, com o objetivo de adequar a resposta do sistema ao grupo de amostras tipo *Spray Dried*, foram realizados novos testes e os resultados revelaram significativa mudança. A tabela 4.2 apresenta o grupo de amostras utilizadas para realizar os testes finais, onde é possível verificar que alguns valores se repetem ou simplesmente ocorrem em umidades muito próximas. Isto permite analisar se a resposta do sistema ocorre dentro de uma margem de repetitividade aceitável.

Os testes feitos com triplicatas tiveram a sequência de amostras da tabela 4.3.

Amostra:	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Umidade(%):	1,55	1,67	1,78	1,82	1,86	1,90	1,91	1,93	1,98	1,98
Amostra:	11	12	13	14	15	16	17	18	19	-
Umidade(%):	2,00	2,00	2,01	2,04	2,12	2,17	2,26	2,40	2,53	-

**Tabela 4.2:** Amostras utilizadas nos testes finais com o medidor.

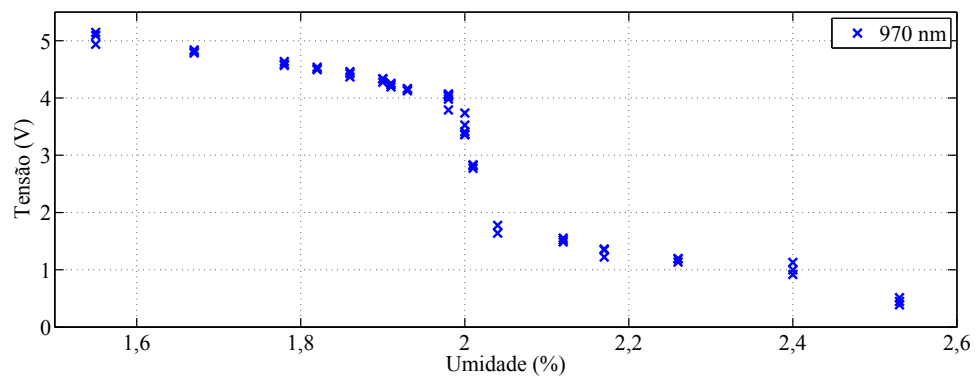
SEQ.:	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
AMOSTRA:	6	5	2	13	18	10	15	18	16	10	6	11	13	2
SEQ.:	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28
AMOSTRA:	19	4	5	8	7	16	11	17	12	18	14	12	1	15
SEQ.:	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42
AMOSTRA:	4	6	13	9	3	7	1	5	2	14	17	19	14	11
SEQ.:	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56
AMOSTRA:	19	10	9	16	17	8	3	8	15	7	3	9	1	4
SEQ.:	57	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
AMOSTRA:	12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

**Tabela 4.3:** Ordem de leitura de umidade das amostras em teste de triplicata.

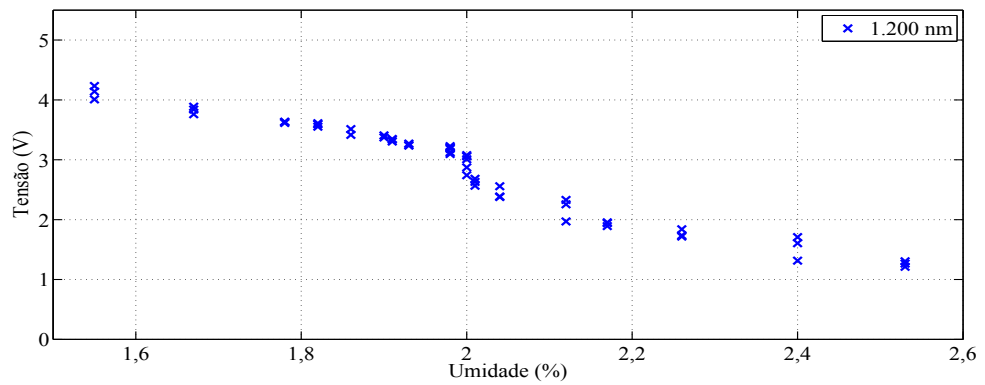
Entre os primeiros testes e os testes finais houve o acréscimo de mais duas amostras, totalizando 19, conforme tabela 4.3 que apresenta o número sequencial que identifica a amostra e a umidade correspondente da mesma. As figuras 4.11, 4.12 e 4.13 apresentam os resultados obtidos neste estágio de testes a condições de temperatura de  $25\text{ }^{\circ}\text{C} \pm 1\text{ }^{\circ}\text{C}$  e umidade relativa do ar (UR%) de  $65\% \pm 1\%$  para as emissões de 970 nm, 1200 nm e 1450 nm no grupo de amostras da tabela 4.2.

Reunindo todos os sinais das figuras 4.11, 4.12 e 4.13 em um só gráfico, é possível visualizar a relação entre as respostas para cada faixa de emissão, conforme a figura 4.14. É possível perceber que para comprimentos de onda diferentes ocorrem respostas distintas para uma mesma amostra, ou seja, uma faixa do espectro eletromagnético é mais bem absorvida que outra, com isso para três faixas do espectro de infravermelho haverão valores de tensão de saída distintos. Isso se torna evidente quando associamos as curvas em conjunto para verificar a sensibilidade entre as respostas, conforme na figura 4.14.

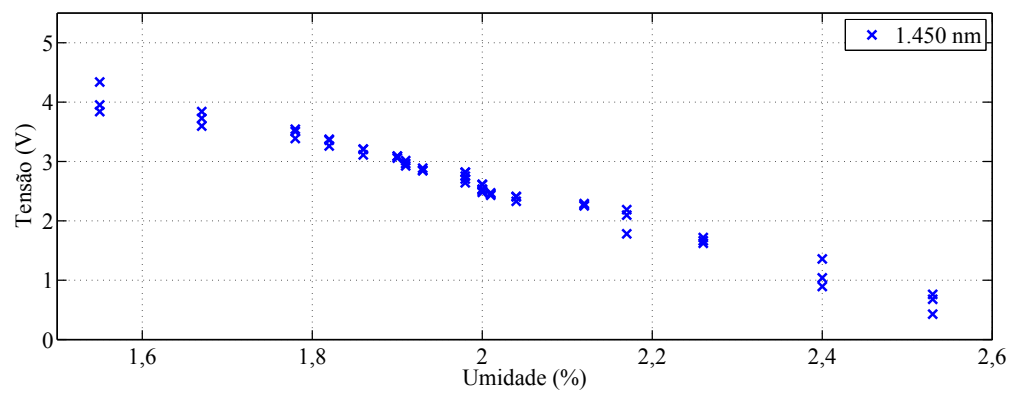
Nota-se através da figura 4.14 que para o comprimento de onda de 970 nm,



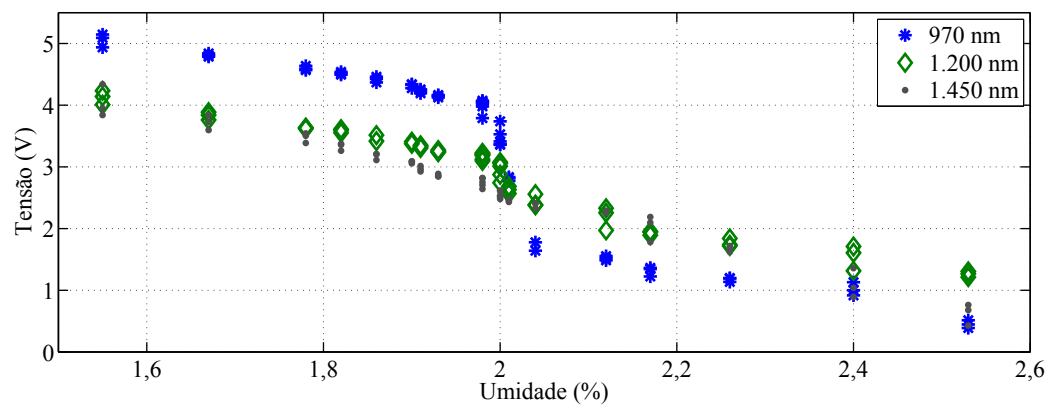
**Figura 4.11:** Resultado dos testes finais para resposta a emissão na banda espectral de 970 nm.



**Figura 4.12:** Resultado dos testes finais para resposta a emissão na banda espectral de 1200 nm.



**Figura 4.13:** Resultado dos testes finais para resposta a emissão na banda espectral de 1450 nm.



**Figura 4.14:** Resposta pontual aos comprimentos de onda de 970 nm, 1200 nm e 1450 nm.

ocorre um degrau muito mais significativo que na maioria dos sinais quando a umidade varia entre 2,0% e 2,1%. Este efeito é resultado do ajuste de corrente no fotoemissor de 970 nm, onde inicialmente a resposta não atuava dentro da faixa desejada (0 Vcc a 5 Vcc). Deste modo, para que o mesmo pudesse ser representado na mesma escala da resposta para os demais sinais (1200 nm e 1450 nm), teve sua

corrente ampliada e como resultado expõe de forma mais pronunciada o degrau supracitado.

Sendo assim, embora a transição entre 2,0% e 2,1% represente uma variação de apenas 0,1% de umidade, a sensibilidade para a faixa de 970 nm é mais representativa devido à amplificação que seu sinal original recebe. Há, porém, outros fatores que implicam nesta descontinuidade da curva no gráfico de resposta a 970 nm que estão associados a excitação de outras ligações moleculares diferentes de  $H_2O$  ocasionadas por este comprimento de onda, já que o mesmo é considerado de contra-prova. Esta análise será mostrada mais adiante.

Se mantidas as correntes dos fotoemissores igualmente ajustadas em 80 mA (conforme teste preliminar), o sinal resultante da emissão de 970 nm apresentaria uma tendência menos abrupta, porém, dentro da sua escala de 0,1 Vcc a 0,8cc V aproximadamente, faixa que não satisfaz o padrão de saída para o circuito de condicionamento (0 Vcc a 5 Vcc). Para satisfazer o padrão de saída e melhor representar todas as respostas de emissão na mesma escala, ajustamos então a corrente do fotoemissor de 970 nm para um valor de 90 mA (próximo ao limite de trabalho deste LED: 100 mA) e em seguida ajustamos o ganho de tensão do estágio de ganho de saída até que para uma amostra com umidade de 1,55% o sinal de saída resultasse em aproximadamente 5 Vcc e para uma amostra de 2,53%, o sinal de saída resultasse em aproximadamente 0,5 Vcc.

Devido à resposta de 970 nm ser a mais crítica e de menor amplitude, ajustamos o sistema com base em suas limitações. Os demais sinais já apresentavam respostas de amplitudes dentro da faixa e o próximo passo foi ajustar as correntes nos demais LEDs de 1200 nm e 1450 nm para que os sinais de resposta ocorressem na mesma escala. Como resultado deste ajuste, temos as correntes de 90 mA para 970 nm, 76 mA para 1200 nm e 71 mA para 1450 nm.

### 4.3 Discussão dos Resultados

Esta seção analisa os resultados obtidos e discute o grau de relevância dos mesmos organizado-os em resultados da sensibilidade à umidade das amostras e resultados do controle de temperatura.

Entre o início do desenvolvimento e a concepção do protótipo final desta pesquisa obtivemos muitos resultados que apontaram detalhes a serem melhorados na metodologia dos testes com amostras e nas topologias dos circuitos utilizados. Contudo, o protótipo mostra-se relativamente estável e sensível a variações de

umidade em amostras de café em pó, o que nos permite validar o sistema de aquisição óptico e os circuitos eletrônicos envolvidos no processo de condicionamento e controle com base nas demonstrações dos resultados observados com os testes.

Para verificar o grau de confiança das medições do sistema de aquisição, várias ferramentas matemáticas podem ser utilizadas com o objetivo de inferir sobre os resultados obtidos. Esta pesquisa utilizou a regressão linear (apêndice A) para a análise das leituras realizadas com o protótipo, pois os estimadores desta ferramenta são as mais eficientes dentre as possíveis relações lineares com as observações do grupo de amostras, conforme Barbetta, Reis e Bornia (2010), Valderrama (2005), Huimin, Mi e Junhua (2007).

## 4.4 Resultados da sensibilidade à umidade das amostras

A análise por regressão linear é aplicada aos resultados com o intuito de avaliar de forma quantitativa se as leituras realizadas pelo instrumento atendem a uma determinada faixa permitida de aproximação a um padrão estabelecido antes do equipamento fornecer dados para análise quimiométrica. Esta técnica permite concluir se o modelo desenvolvido representa a mínima linearidade para operar com espectroscopia. Como exemplo disso, é estabelecido que pelo menos 80% da resposta de um instrumento que opere neste segmento seja referente a variações de umidade (EWING, 2002; TEHISEN, 1997). Esta análise é realizada comparando-se a resposta do sistema de aquisição com uma reta que representa a tendência da propagação dos pontos.

Aplicando o método dos mínimos quadrados aos resultados obtidos pelos gráficos das figuras 4.11, 4.12 e 4.13, conforme apêndice A, obteve-se os gráficos mostrados nas figuras 4.15, 4.16 e 4.17, onde é possível verificar o agrupamento dos pontos resultantes das leituras em torno de uma reta.

Os gráficos obtidos com as figuras 4.11 a 4.14 mostraram resultados que satisfaziam as características do modelo desejado, porém, não inferiam quanto à taxa de aproximação que as medidas representam da grandeza real. A partir da análise matemática das leituras foi possível estimar o grau de linearidade representado pelo modelo de sistema de aquisição em termos quantitativos. Esta análise será apresentada nas seções seguintes.

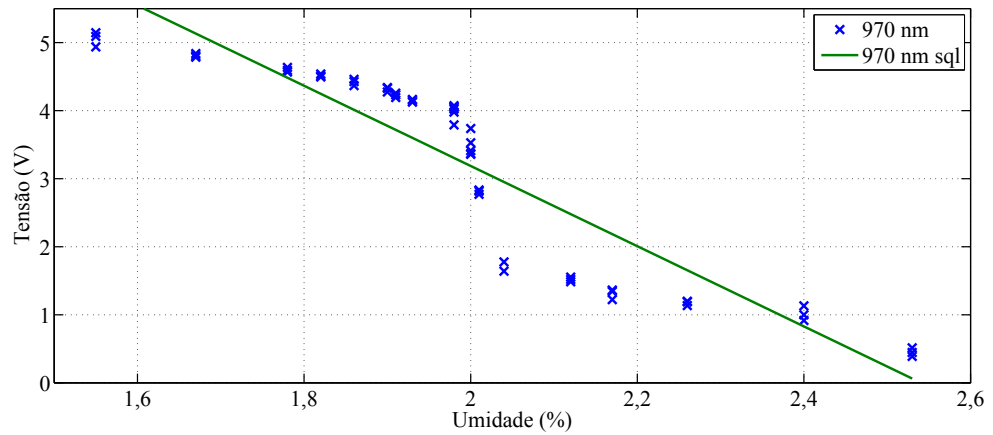


Figura 4.15: Mínimos Quadrados: Resposta para 970 nm.

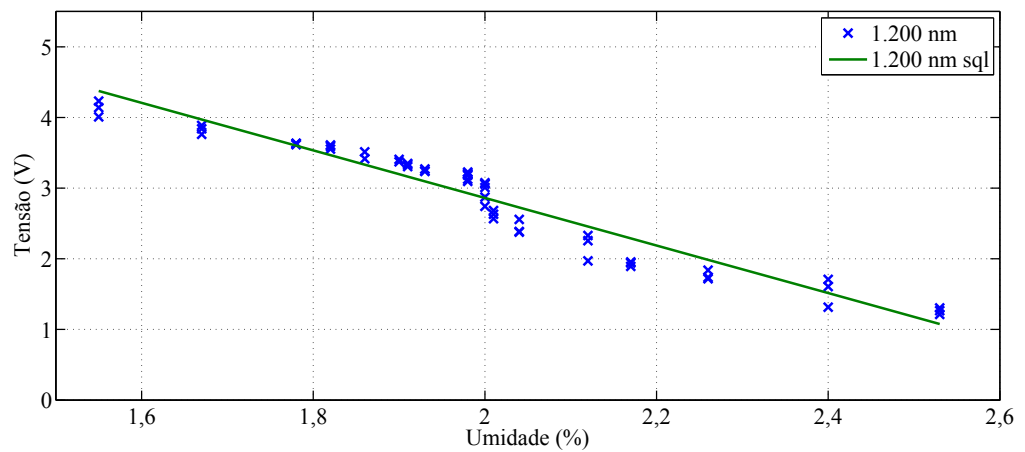


Figura 4.16: Mínimos Quadrados: Resposta para 1200 nm.

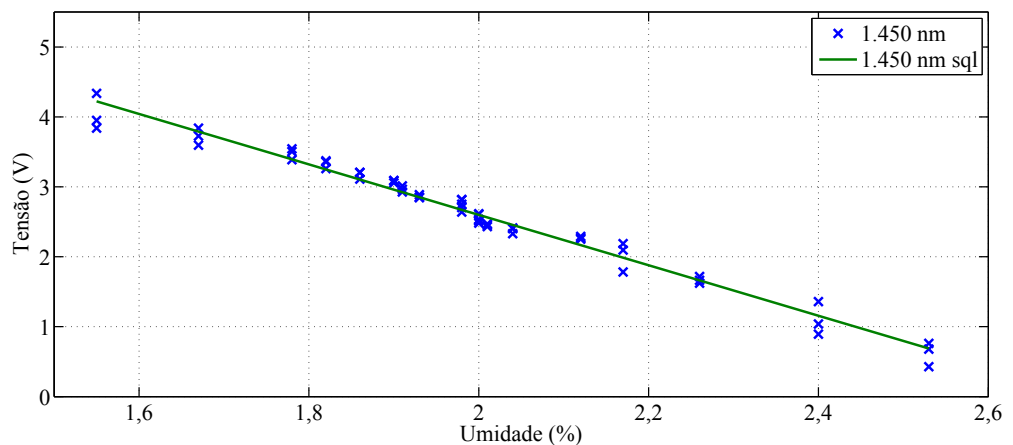


Figura 4.17: Mínimos Quadrados: Resposta para 1450 nm.

#### 4.4.1 Análise dos resultados

Os resultados obtidos depois da utilização da ferramenta de regressão linear (apêndice A) para os diferentes comprimentos de onda foram divididos por faixas de resposta, conforme a sequência: faixa de emissão de 970 nm , faixa de emissão

de 1200 nm e faixa de emissão de 1450 nm. Esta etapa consiste em 57 ensaios, conforme estabelecido pela tabela 4.3.

#### 4.4.1.1 Faixa de emissão de 970 nm

A variância da tensão em função da variação de umidade foi de 83% para esta faixa do espectro eletromagnético. Os outros 17% são devidos a outros fatores, como a absorção de energia por outras ligações moleculares presentes na amostra, uma vez que esta faixa do espectro é classificada como banda de contra-prova, pois não atende apenas as características vibracionais das ligações de  $H_2O$  e pode ser absorvida também por outros compostos intrínsecos a composição química do café solúvel em teste, conforme observado por Novo (1989).

Esta faixa de emissão apresentou a menor amplitude de resposta comparada com as demais fornecidas pelos comprimentos de onda de 1200 nm e 1450 nm (baseado nos testes preliminares com correntes iguais entre os fotodetectores), então foi ampliada a corrente do fotoemissor correspondente para promover maior intensidade luminosa (dentro das limitações do componente). Este fato agregou um degrau abrupto e mais pronunciado que nas demais respostas devido ao aumento da corrente e ao ganho do sistema ser comum a todos os sinais de entrada, não permitindo que um ajuste específico para esta faixa fosse estabelecido.

Embora esta faixa de emissão apresente tal resultado (devido a ser classificada como faixa de contra-prova), os dados provenientes das leituras realizadas por este comprimento de onda não serão ignorados, pois a análise quimiométrica necessita dos resultados das três faixas para estabelecer um parâmetro de correlação que possa inferir sobre a umidade da amostra em teste.

Os resultados observados através dos gráficos das figuras 4.15 a 4.17 revelam que para um mesmo valor de umidade observamos três pontos que relacionam-se diretamente as triplicatas. Estes pontos apresentam uma variação de tensão que corresponde a repetitividade do sistema de aquisição e está associada a variância das leituras.

Para a faixa de 970 nm a variância populacional ou do grupo de amostras foi de  $2,172V^2$ , amplitude de variação marcante deste comprimento de onda que conforme já comentado, não é específico para absorção de  $H_2O$  e propositalmente passou por ajustes na corrente do fotoemissor para permitir o enquadramento do sinal de resposta no mesmo padrão de saída dos demais. Já o desvio padrão das leituras realizadas para emissões de 970 nm foi de 1,474V permitindo então estabelecer um coeficiente de variação (*cv*) de 0,458.

#### 4.4.1.2 Faixa de emissão de 1200 nm

Para esta faixa do espectro o resultado da variância da tensão em função da variação de umidade foi de 93%. Sendo o comprimento de onda de 1200 nm classificado também como faixa de contra-prova, as observações para os resultados da faixa de 970 nm são aplicáveis aos resultados encontrados com emissão de 1200 nm, porém, neste caso, a incerteza de medição é da ordem de 7%.

As emissões de 1200 nm também são absorvidas por outras ligações adjacentes as de  $H_2O$  e também apresenta um degrau na mesma região da faixa de 970 nm, porém menos pronunciado, de acordo com Novo (1989), pois a amplitude de seu sinal de resposta desde o início dos testes foi satisfatória, conforme pode ser verificado pela figura 4.9.

Os resultados para as emissões da faixa de 1200 nm mostram que a variância do grupo de amostras foi de  $0,635V^2$ . Comparando a resposta desta banda de emissão com a resposta para 970 nm é possível verificar uma diferença significativa primeiramente em termos de amplitude de sinal, pois em 1200 nm a corrente não foi aumentada e mesmo assim, apresenta resultados para sua faixa de emissão dentro da escala prevista de 0 Vcc a 5 Vcc.

Analisando em termos de *cv*, que para 1200 nm foi de 0,277, é possível concluir que ao estabelecer uma corrente maior para a banda de 970 nm amplia-se todo o sinal, inclusive o desvio entre as medidas que está diretamente associado a variância do grupo de amostras. O motivo da diferença entre as respostas alinha-se também com o perfil espectral de  $H_2O$ , conforme Li (2007), onde as ligações moleculares absorvem mais facilmente a energia luminosa emitida em 1200 nm que na faixa de 970 nm, o que efetivamente justifica sua resposta em baixa amplitude.

Da mesma forma que a variância obteve resultados mais aproximados que na faixa de 970 nm, o desvio padrão para as emissões de 1200 nm foi de 0,797V, devido a maior influência deste comprimento de onda em termos de absorção da energia para moléculas de  $H_2O$ , que embora seja uma banda de contra-prova, mostra-se mais adequado a água que a faixa anterior.

#### 4.4.1.3 Faixa de emissão de 1450 nm

A faixa de 1450 nm apresenta o comprimento de onda mais específico para água do que os demais apresentados, de acordo com Li (2007) e Takayama (2009). Entre os 57 ensaios, a variância da tensão em função da variação de umidade foi de 98%. Esta faixa apresentou a melhor resposta em termos de variância, assumindo

que 98% da variação de tensão correspondem à variação de umidade entre as amostras testadas. Isso significa que apenas 2% dos resultados devem-se a outros fatores influentes no sistema de medição, como ruídos causados pelo chaveamento dos transistores da ponte H, ruídos da comutação dos LEDs e demais influências externas.

Os gráficos de resposta para as emissões das bandas espectrais de 970 nm e 1200 nm (figuras 4.11 e 4.12) apresentam um degrau abrupto entre as umidades de 2,0% e 2,1%, efeito menos pronunciado para a emissão de 1450 nm (figura 4.13).

Este degrau resume-se ao fato de que as bandas de 970 nm e 1200 nm são emissões de contra-prova, necessárias para a análise quimiométrica de avaliação da resposta do modelo, porém, constituem uma curva não linear devido a serem absorvidas também por outras ligações moleculares diferentes da água.

O comprimento de onda de 1450 nm é mais específico para as ligações de  $H_2O$  entre as fontes de radiação do NIR desta pesquisa, porém a variância dos resultados obtidos para esta faixa do espectro foi de  $0,693V^2$ , que se deve pelas características de repetitividade do sistema de aquisição e a curva apresentada pelos pontos impressos no gráfico da figura 4.17 representam a influência do comprimento de onda de 1450 nm sobre as ligações de  $H_2O$  e não de demais compostos além da água, que também são sensíveis as faixas do NIR presentes na amostra, conforme as faixas de 970 nm e 1200 nm.

É possível verificar através do conjunto de medições ao longo dos 57 ensaios que o desvio padrão encontrado para as respostas desta banda do espectro foi de 0,832 V, o qual permite obter um coeficiente de variação (*cv*) igual a 0,318. A justificativa para que os pontos representados ao longo das medições aproximem-se da média nesta proporção resume-se a sensibilidade que o comprimento de onda de 1450 nm representa para  $H_2O$ , então, entre testes não sequenciais de triplicatas, observa-se que o sistema é sensível a alterações de umidade e ocorre em uma escala relativamente abrupta, comparado aos resultados para a faixa de 1200 nm. O motivo desta pequena diferença é a capacidade apresentada por este comprimento de onda de elevar os níveis de energia das ligações moleculares de  $H_2O$  em relação aos demais fotoemissores apresentados por esta pesquisa.

Para que o sistema de aquisição fosse avaliado por calibração multivariada, seria necessário o incremento da quantidade de amostras (dentro da faixa de atuação estabelecida entre 1,55% e 2,53% de umidade para café solúvel), porém devido a estreita faixa de operação (aproximadamente 1%) para este tipo de

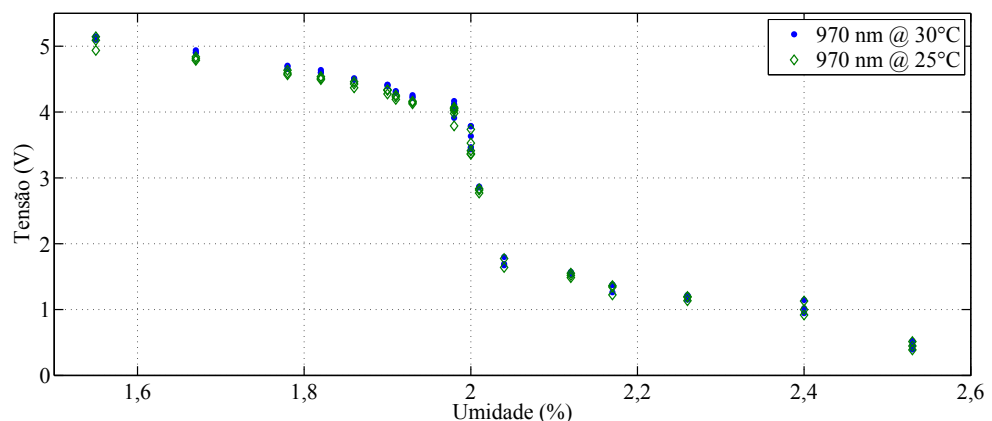
amostra, os procedimentos de coleta, aferição (*Karl Fischer*) e armazenamento utilizados pela fornecedora do café solúvel, não permitiram que uma família de amostras com mais pontos diferentes fossem disponibilizados para os testes, deste modo, o sistema foi avaliado com apenas 19 amostras, conforme tabela 4.2.

## 4.5 Resultados obtidos com variação de temperatura e luminosidade

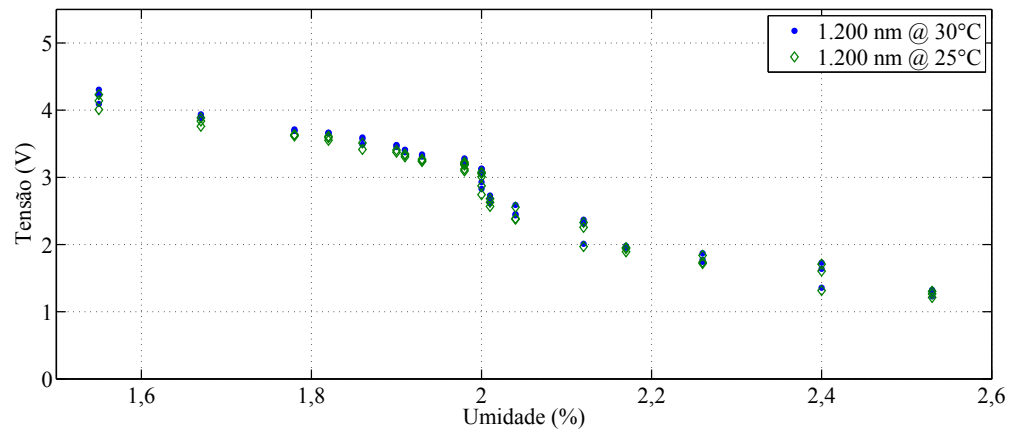
Inicialmente, os testes que resultaram nas figuras 4.15, 4.16 e 4.17, foram realizados em condições onde a temperatura era controlada e a luz externa no ambiente de testes era quase nula. Esta seção mostra a resposta do sistema de aquisição em condições onde há variações de temperatura e luminosidade sobre a amostra e os resultados do controle de temperatura sobre o fotodetector. O objetivo destes testes é comparar as leituras do sistema de aquisição em condições onde não há controle de temperatura sobre o fotodetector e onde há a presença de luz externa sobre a amostra em teste.

### 4.5.1 Resposta a variação de Temperatura

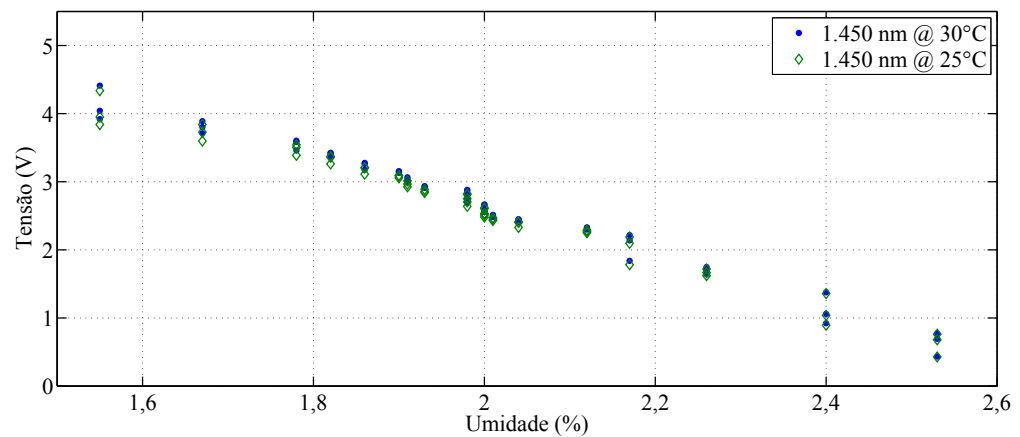
Os resultados para este experimento revelam que com o aumento de temperatura sobre a junção do fotodetector ocorre um aumento da corrente que circula por este e assim um aumento proporcional da tensão resultante na saída do circuito de condicionamento. As figuras 4.18 a 4.20 apresentam os resultados para as leituras com e sem controle de temperatura para permitir a comparação entre as duas sequências de testes.



**Figura 4.18:** Resposta do sistema de aquisição com e sem controle de temperatura: Resposta para 970 nm.



**Figura 4.19:** Resposta do sistema de aquisição com e sem controle de temperatura: Resposta para 1200 nm.



**Figura 4.20:** Resposta do sistema de aquisição com e sem controle de temperatura: Resposta para 1450 nm.

A partir dos resultados apresentados pelas figuras 4.18 a 4.20, verificamos que ocorre um aumento sensível de tensão na saída entre amostras medidas em temperatura controlada e sem o controle de temperatura sobre o fotodetector. A diferença entre o valor da temperatura sob o fotodetector enquanto o controle de temperatura estava ligado ( $T_1$ ) e depois do desligamento da ponte H ( $T_2$ ) foi de  $5^\circ\text{C}$  para uma temperatura ambiente de  $30^\circ\text{C}$  ( $T_1=25^\circ\text{C}$  e  $T_2=30^\circ\text{C}$ ) e a média percentual de variação entre estes valores foi de 3,63% para 970 nm, 3,62% para 1200 nm e de 3,61% para 1450 nm baseado nos resultados das leituras para as três faixas de emissão.

Isso nos permite verificar a amplitude da influência da variação de temperatura sobre os resultados e infere diretamente sobre a necessidade da utilização de um sistema de condicionamento térmico, conforme o implementado nesta pesquisa. Os testes realizados com a presença de luz externa não alteraram os resultados do protótipo, uma vez que o circuito conta com filtro passa-faixa e técnica

de chaveamento dos fotoemissores a fim de minimizar a influência da radiação eletromagnética externa.

### 4.5.2 Resposta a variação de luminosidade na região da amostra em teste

Com o objetivo de investigar o grau de influência da luz externa sobre a refletância de NIR do sistema de aquisição, foram realizadas leituras com o protótipo conforme a sequência prevista pela tabela 4.2. O teste consiste em introduzir uma lâmpada incandescente de 60 W acesa dentro do gabinete onde as amostras são depositadas. Neste teste foi possível notar que a influência do espectro contínuo emitido pelo metal incandescente da lâmpada não influenciou de forma significativa a leitura do sistema, apresentando diferença média entre as leituras realizadas em condições ideais (sem lâmpada) de 0,22% para 970 nm, 0,31% para 1200 nm e de 0,28% para 1450 nm, considerando a média das variações entre os dois conjuntos de leituras.

### 4.5.3 Resultados do controle de temperatura sobre o fotodetector

O controle aplicado de temperatura resulta em fazer com que a variação térmica sobre o fotodetector PT511 mantenha-se em um valor pré-definido (SP). Nos testes feitos com o protótipo, os resultados da variação de temperatura resultaram no gráfico da figura 4.21.

Através da figura 4.21, é possível analisar o comportamento da temperatura na superfície do fotodetector que oscila entre 23,8 °C e 25,9 °C, que resulta

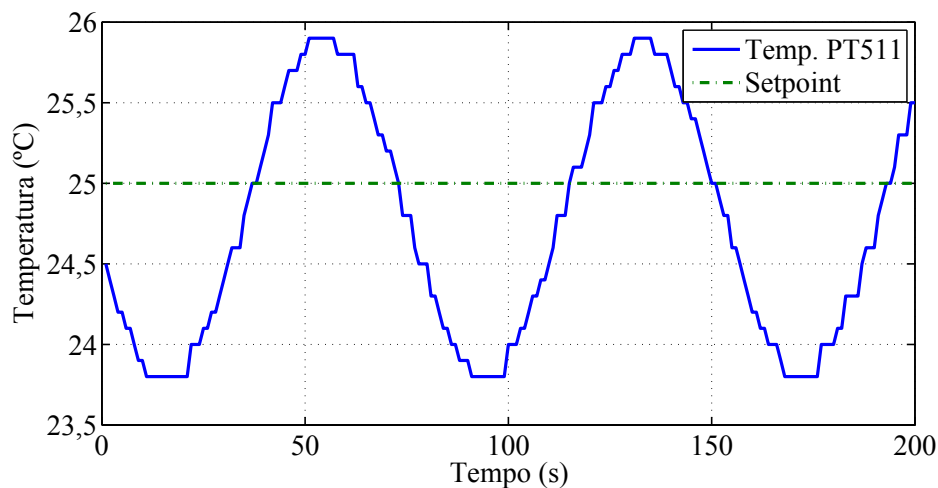


Figura 4.21: Temperatura sobre o fotodetector PT511.

em uma variação total de 2,10 °C ( $\pm 1,05^\circ\text{C}$ ) ou temperatura média de 24,73 °C sobre o fotodetector. O principal objetivo de manter a temperatura estável sobre o fotodetector é garantir que a variação térmica sobre este componente não influencie nos resultados, sendo assim, foram realizados testes com as amostras utilizando a mesma sequência anterior, porém, com o controle de temperatura desligado para permitir a verificação da leitura com variação térmica sobre o fotodetector.

## 5 Conclusões

Com relação ao sistema de aquisição óptico, é possível concluir que o sinal luminoso emitido pelos fotoemissores é refletido pela amostra alojada a uma distância previamente estabelecida e que a difusão da luz a partir desta é refletida pelo espelho côncavo até o espelho plano e a partir deste, é refletido para o fotodetector. Esta conclusão é tomada com base na variação de tensão obtida a partir da variação de umidade entre as amostras testadas pelo sistema e comprovadas pelos gráficos de resposta das figuras 4.15, 4.16 e 4.17.

O sistema óptico apresenta as dimensões com  $\pm 0,05$  mm de variação, baseado em um paquímetro de 300 mm utilizado para aferir a fixação de cada componente, porém, estima-se que os diferentes materiais que compõe o equipamento podem dilatar-se em proporções diferentes, resultando em variações não medidas.

O formato da saída deste protótipo não apresenta o resultado em percentual de umidade para a amostra porque foi desenvolvido para prover uma curva de resposta adequada a *softwares* analíticos específicos (quimiometria), aplicados a laboratórios de análise.

A atual topologia apresentou resultados com grau de linearidade de até 98% ( $R^2 = 0,98$ ) para a faixa de emissão de 1450 nm, 93% ( $R^2 = 0,93$ ) para a faixa de emissão de 1200 nm e 83% ( $R^2 = 0,83$ ) para a faixa de emissão de 970 nm. Este resultado permite classificar o modelo como aceitável, baseado no critério de avaliação utilizado em laboratórios de análise onde as respostas dos instrumentos acima de 80% de umidade são considerados aptos a atuar em espectroscopia.

Com relação aos comprimentos de onda dos fotoemissores, concluímos que quando uma amostra é bombardeada com feixes de luz do NIR as ligações moleculares de alguns elementos desta amostra entram em estado de maior energia vibracional, não apenas o  $H_2O$ , mas também outros compostos que constituem a amostra. Isso faz com que para algumas faixas de emissão os resultados não se apresentem especificamente para o foco da detecção.

Alguns comprimentos de onda são mais específicos que outros para a detecção

de determinadas substâncias de interesse na amostra, como é o caso da banda espectral de 1450 nm que é altamente absorvida pelas moléculas de  $H_2O$ , já as bandas de 970 nm e 1200 nm também são absorvidas pelas ligações de água, mas excitam outras ligações presentes na composição química da amostra. Como resultado, obtemos sinais de resposta em menor escala e com curvas não lineares, comparado aos resultados obtidos com um comprimento de onda específico para o foco da detecção.

O circuito de condicionamento analógico mostra-se estável dentro da faixa de temperatura condicionada pelo CCM através da ponte H e da pastilha de efeito *Peltier*, porém, depende deste recurso para manter seus resultados dentro da faixa prevista e apresentada pelos resultados com o controle de temperatura ativo onde o protótipo mostrou-se robusto e capaz de realizar a comutação da pastilha de efeito *Peltier* em alta frequência para variações térmicas entre  $18\text{ }^\circ\text{C}$  e  $32\text{ }^\circ\text{C}\pm 1\text{ }^\circ\text{C}$  (ambiente de teste realizado).

Os dados captados através do sistema de aquisição são entregues ao computador pessoal por meio de comunicação serial USB (*Universal Serial Bus*) em formato de texto, permitindo o posterior processamento da informação gerada e seu armazenamento em disco, de acordo com a necessidade. Esta característica confere ao sistema de aquisição a capacidade de realizar medições em tempo real (*online*).

A presença de um circuito de chaveamento em alta frequência para comutar a pastilha de efeito *Peltier* (ponte H) confere cuidados especiais com a compatibilidade eletromagnética (*EMC*), pois induz ruído ao circuito de condicionamento através de campo magnético produzido pela alta corrente que circula através de seus transistores.

O circuito de condicionamento implementado nesta pesquisa apresenta topologia que permite sua aplicação em outras áreas onde há a necessidade de condicionar um sinal de baixa amplitude voltado a detecção de radiação eletromagnética da banda de NIR e atender a soluções das mais diversas áreas onde esta tecnologia se aplica, como por exemplo, medição de concentração de determinada substância em uma amostra (água, proteína, gás, etc.), de acordo com as pesquisas realizadas por Büning-Pfaue (2003), Panero (2007), Ferrarini (2004), Dantas (2010) e pesquisas médicas e tratamento de doenças, conforme Zako et al. (2010), Gan, Zahedi e Ali (2009), classificação de produtos industrializados (controle de qualidade), caso do modelo apresentado por Moreira (2007),

Relativo aos ruídos do sistema, destacam-se influentes ao funcionamento do

circuito de condicionamento as formas de interferência eletromagnética provenientes da fonte de alimentação do sistema, do circuito de comutação dos fotodetectores, da comunicação com o computador pessoal, do chaveamento dos transistores da ponte H, da variação de temperatura ambiente e da influência da radiação de infravermelho originada de todos os corpos com temperaturas acima de 0 K (-273,15 °C), conforme previsto por Filic, Corluka e Valter (2005).

Para minimizar os ruídos relacionados a fonte de alimentação foram adotados filtros indutivos baseados em toróides de ferrite com curva 3C90 que conforme Philips (2000) apresentam níveis de permeabilidade e relutância aplicáveis as bandas de frequências apresentadas pela interferência conduzida pela linha de alimentação do equipamento. Já o circuito de comutação dos LEDs emitia uma componente de frequência que causava grande influência sobre a repetitividade das leituras realizadas pelo sistema de condicionamento e foi reduzido a partir da re-elaboração do layout da placa de circuito impresso, resultando em um posicionamento da etapa de chaveamento dos fotoemissores em uma região do cartão onde o sinal de leitura analógico não era prejudicado, além de adotar um capacitor de 100 nF entre a linha de *clock* e o terra de alimentação geral.

Quando era iniciada a comunicação com o computador, o sistema apresentava alto nível de ruído devido as características do cabo de comunicação USB. Para minimizar este problema, foram adotados dois anéis de ferrite (toróides) ao longo da extensão do cabo, sendo um em cada extremidade do mesmo de modo a formar quatro espiras por núcleo. Mesmo assim o ruído persistia, porém em menor amplitude, e foi então que com o aterramento da malha do cabo USB no sistema de aquisição este sinal de interferência eletromagnética foi minimizado.

A ponte H foi a fonte de ruídos mais crítica deste sistema e produzia uma interferência média na leitura da ordem de 0,8 V para resposta espectral de 1450 nm a condições de 25 °C e amostra de 1,55% de umidade. O ruído produzido pelo chaveamento desta etapa de potência foi minimizado utilizando-se a mesma técnica aplicada ao cabo de comunicação quanto a interferência conduzida nos cabos de alimentação e saída, já a interferência produzida pela emissão radiada foi minimizada aplicando-se ao circuito uma blindagem metálica aterrada ao gabinete do protótipo, este que foi previamente aterrado à uma malha de aterramento da bancada de testes.

A influência da variação de temperatura foi investigada através dos gráficos 4.18 a 4.20 onde é possível verificar que o aumento da tensão na saída do sistema de aquisição relativo ao sistema com temperatura estável em 25 °C e com

temperatura de 30 °C deve-se ao incremento no valor da corrente de escuro do fotodetector de InGaAs, conforme Roithner (2010b). Este problema foi resolvido adotando-se a técnica de controle de temperatura com o uso do efeito *Peltier*.

O ruído gerado pela radiação de infravermelho, também conhecido como ruído de fundo ou *background noise*, segundo Filic, Corluka e Valter (2005), não pode ser estimado de maneira exata, porém, foi minimizado com o uso da técnica conhecida como detecção síncrona. Este método consiste em diminuir a influência da luz externa a aquela refletida pelo corpo da amostra, uma vez que o circuito de condicionamento realiza a leitura da intensidade luminosa apenas no instante em que o LED selecionado é comutado em 1kHz e o sinal proveniente desta detecção passa por um filtro sintonizado também nesta frequência.

## 5.1 Limitações

Nesta seção serão apresentadas algumas limitações encontradas no sistema de aquisição no formato de tópicos.

- A sensibilidade a ruídos apresentada pela etapa de condicionamento requer cuidados com a utilização deste modelo próximo a fontes de perturbações eletromagnéticas, como por exemplo, inversores de frequência, reatores eletrônicos, máquinas de solda, etc.
- A umidade do ar influencia diretamente nos testes com amostras de café solúvel, uma vez que sua faixa de umidades varia em torno de 1,55% a 2,53% para padrão comercial e que amostras com baixa taxa de umidade tendem a absorver a umidade do ar com maior intensidade enquanto são submetidas ao teste com o protótipo. Este fato acarreta a necessidade de controlar a umidade do ambiente de teste.
- As amostras ao serem submetidas a este processo devem ser condicionadas conforme supracitado no método final para evitar desvios na medição e aumentar a confiabilidade e padronização do sistema de medição de umidade.
- O atual projeto apresenta a limitação de estar conectado a um computador pessoal (PC) para funcionar.
- Este protótipo foi concebido e ajustado para operar com café solúvel do tipo *Spray Dried*, que apresenta características inerentes de sua composição química e física (granulometria). Se for necessário utilizar este medidor

para avaliar a umidade de outro cereal ou mesmo outro tipo de café, há a necessidade de ajustá-lo para tal variedade.

## 5.2 Propostas Futuras

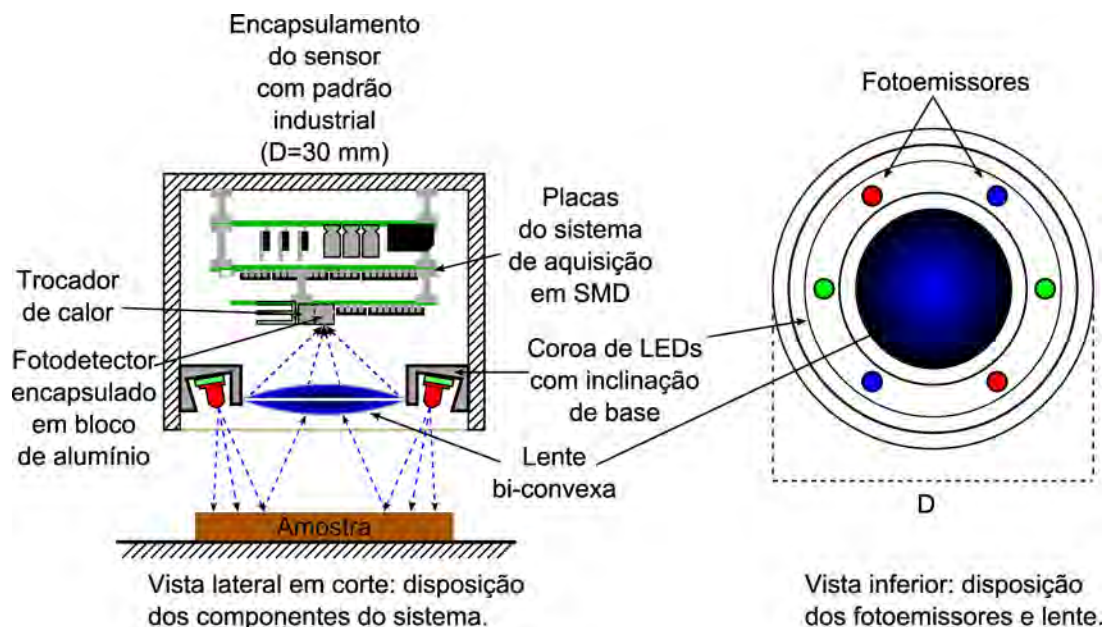
Nesta seção serão apresentadas em forma de tópicos as propostas que tem como objetivo motivar trabalhos futuros na linha de desenvolvimento deste projeto.

- O desenvolvimento de uma câmara de vácuo que impossibilite a exposição da amostra a umidade do ar pode minimizar a influência desta variável sobre as leituras realizadas com o equipamento.
- Um sistema óptico com dimensões menores e grau de proteção adequada ao ambiente industrial permitiria sua utilização em processos contínuos industriais, adequando o formato de saída do sensor concebido a operar dentro de padrões adotados por controladores industriais (CLPs), entre 0 e 10 V ou 4 a 20 mA.
- Com relação ao sistema de condicionamento de temperatura, pode ser investigada a hipótese de se adotar uma técnica de correção para temperatura através de *software* embarcado, eliminando a necessidade da utilização de uma ponte H e da pastilha de efeito *Peltier*, que consome corrente elevada para produzir  $\Delta T$  (aproximadamente 6 A em 12 V). Esta melhoria viabilizaria a introdução de alimentação através de baterias recarregáveis que permitiriam ao dispositivo ser transportado a locais que não possuam energia elétrica e ao mesmo tempo reduziria o consumo da mesma.
- O sistema poderia contar com circuito de registro dos dados coletados e armazenados na memória (*flash*). Isso tornaria o projeto mais autônomo e versátil, eliminando a necessidade de ter um computador conectado para realizar as leituras.
- Da mesma forma que no item anterior, poderia também o sistema de aquisição contar com recurso de processamento digital que permite que o resultado seja apresentado no formato de unidade percentual diretamente em um mostrador digital ou armazenado em memória.
- Poderia ser implementado um *setup* digital para este medidor que permitisse apenas carregar o perfil do tipo de cereal a ser mensurado através de um

*menu* no momento do teste, sendo os ajustes de ganho e corrente nos LEDs feitos automaticamente por *setpoints* previstos no *firmware* do CCM de acordo com o tipo de amostra.

A figura 5.1 apresenta o aspecto da proposta futura orientada a implementação de um sensor industrial a partir do protótipo desta pesquisa, adequado ao grau de proteção (IP) necessário para operar em ambientes com variação de umidade e presença de poeira, encapsulado em cilindro de 30 mm com IP67 (totalmente protegido contra poeira e imersão em água até um metro de profundidade). Para esta implementação, os componentes eletrônicos deverão ser convertidos para o formato SMD (dispositivo de montagem em superfície) para adequarem-se ao espaço reduzido do encapsulamento.

A proposta apresentada pela figura 5.1 não utiliza condicionamento de temperatura e deve fazer uso de um algoritmo de compensação automática para a influência da mesma. Esta diferença reduz espaço físico e consumo de energia. Já o sistema óptico, utiliza uma lente biconvexa com foco na janela do fotodetector. Os fotoemissores são posicionados ao redor da lente por meio de uma coroa de fixação (figura 5.1), de modo a iluminar a amostra enquanto que a luz refletida pela mesma incide diretamente na lente, respeitando-se a distância entre o sensor e a amostra sob teste.



**Figura 5.1:** Proposta futura: Sistema de aquisição adequado ao ambiente industrial.

## Apêndice A – Regressão Linear

Quando os resultados de uma pesquisa são obtidos a partir da espectroscopia, os mesmos devem ser analisados através de métodos baseados em regressão linear (análise multivariada de dados) que leva em consideração um conjunto de observações dado pela equação (A.1), de acordo com Barbetta, Reis e Bornia (2010), onde  $\alpha$  e  $\beta$  são parâmetros do modelo,  $Y_i$  é a variável dependente (tensão),  $X_i$  é a variável independente (umidade) e  $\epsilon_i$  é o erro aleatório da  $i$ -ésima observação.

$$Y_i = \alpha + \beta.X_i + \epsilon_i. \quad (\text{A.1})$$

Há diversas ferramentas estatísticas dentro deste contexto capazes de inferir sobre os resultados em termos de linearidade, justamente para classificá-los quanto a sua fidelidade a variável real, já que se tratam de resultados experimentais baseados em teorias. O grau de linearidade que os resultados representam para uma análise prática experimental deve então ser mensurado utilizando-se uma das diversas ferramentas matemáticas existentes. Dentre os modelos de linearização mais comuns, o modelo que mais se adequa a análise dos dados obtidos (e apresentados nas figuras 4.11 a 4.14) é o método dos mínimos quadrados, de acordo com Barbetta, Reis e Bornia (2010). Este método consiste em fazer com que a soma dos erros quadráticos seja a menor possível.

O erro aleatório da  $i$ -ésima observação ( $\epsilon_i$ ) depende da equação (A.2), conforme Barbetta, Reis e Bornia (2010)

$$\epsilon_i = y_i - (\alpha + \beta.x_i). \quad (\text{A.2})$$

Já os valores de  $\alpha$  e  $\beta$  devem minimizar a equação (A.3) em que

$$S = \sum \epsilon_i^2 = \sum \{y_i - (\alpha + \beta.x_i)\}^2, \quad (\text{A.3})$$

que pode ser feito igualando-se as derivadas parciais a zero, conforme a equação (A.4), segundo Barbetta, Reis e Bornia (2010), onde S é a soma dos erros quadráticos.

$$\frac{\partial S}{\partial \alpha} = 0 \quad \text{e} \quad \frac{\partial S}{\partial \beta} = 0. \quad (\text{A.4})$$

Como resultado, as estimativas  $\alpha$  e  $\beta$  serão denominadas  $a$  e  $b$  respectivamente. Conforme (BARBETTA; REIS; BORNIA, 2010), a equação (A.5) define o valor de  $b$ , onde  $(x_1, y_1)$ ,  $(x_2, y_2)$ , ...,  $(x_n, y_n)$  são valores observados referentes à amostra sob teste.

$$b = \frac{n \cdot \sum (x_i \cdot y_i) - (\sum x_i) \cdot (\sum y_i)}{n \cdot \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad (\text{A.5})$$

e  $a$  é definido por

$$a = \frac{\sum y_i - b \cdot \sum x_i}{n}. \quad (\text{A.6})$$

Como parte dos objetivos da utilização de um método matemático aplicado ao estudo dos resultados obtidos, deseja-se traçar uma reta entre os pontos formados pelas leituras de modo a analisá-la. A equação de regressão representada por  $\hat{y}$  define a reta dada pela equação (A.7), conforme (BARBETTA; REIS; BORNIA, 2010), onde

$$\hat{y} = a + bx. \quad (\text{A.7})$$

Desta forma, para cada valor observado, há um valor predito  $\hat{y}_i$ , conforme equação (A.8), conforme Barbetta, Reis e Bornia (2010)

$$\hat{y}_i = a + bx_i. \quad (\text{A.8})$$

Já a diferença entre os valores da observação e os valores preditos é dada por  $e_i$  e definido pela equação (A.9),

$$e_i = y_i - \hat{y}_i. \quad (\text{A.9})$$

Depois de verificados os dados de um conjunto de observações, é possível estabelecer um coeficiente de determinação ( $R^2$ ) que estima a proporção de variação de  $y$  que pode ser explicada por variações de  $x$  através da equação (A.10), conforme Barbetta, Reis e Bornia (2010), onde  $\bar{y}$  é a média aritmética dos valores de  $y$ .

$$R^2 = \frac{\sum (\hat{y}_i - \bar{y})^2}{\sum (y_i - \bar{y})^2}. \quad (\text{A.10})$$

Para inferir sobre a repetitividade das medidas obtidas com o sistema de aquisição, calcula-se a variância populacional  $\sigma$  ou do grupo de amostras em estudo através da equação (A.11) (BARBETTA; REIS; BORNIA, 2010), onde  $N$  é o número de observações ou ensaios com as amostras,  $x_i$  é o valor da observação da amostra “i” e  $\mu$  é a média aritmética do grupo de amostras.

$$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \mu)^2. \quad (\text{A.11})$$

Além da variância, o desvio padrão  $s$  é aplicado aos resultados através da equação

(A.12), onde  $n$  é o número de ensaios com as amostras e  $\bar{x}$  é a média aritmética do grupo de amostras.

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}. \quad (\text{A.12})$$

Para verificar a variação relativa das medidas, utilizamos o coeficiente de variação  $cv$ , de acordo com Barbetta, Reis e Bornia (2010), em que

$$cv = \frac{s}{\bar{x}}. \quad (\text{A.13})$$

Este coeficiente é utilizado para verificar a variabilidade das observações ou medições realizadas pelo sistema de aquisição.

# Referências

- ADACHI, S. *Physical properties of III-V semiconductor compounds InP, InAs, GaAs, GaP, InGaAs and InGaAsP*. [S.l.]: John Wiley e Sons, 1992.
- ALMEIDA, F. M. N. *Espectroscopia de Infravermelho Próximo com Transformada de Fourier (FT-NIR) na Caracterização de Farinhas para Alimentação Pueril*. Dissertação (Mestrado) — Instituto Superior Técnico - Universidade Técnica de Lisboa, Lisboa, Portugal, 2009.
- ANALOG, D. *High Speed, Low Noise Video Op Amp*. [S.l.]: Analog Devices, 2011.
- BACA, A. G.; ASHBY, C. I. H. *Fabrication of GaAs devices*. [S.l.]: IET, 2005.
- BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. *Instrumentação e Fundamentos de Medidas Vol. 1*. [S.l.]: LTC, 2010. ISBN 9788521617549.
- BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. *Instrumentação e Fundamentos de Medidas Vol. 2*. [S.l.]: LTC, 2011. ISBN 9788521618799.
- BARBETTA, P. A.; REIS, M. M.; BORNIA, A. C. *Estatística para cursos de Engenharia e Informática*. [S.l.]: Atlas, 2010.
- BEGA, E. A.; DELMÉE, G. J.; COHN, P. E.; BULGARELLI, R.; KOCH, R.; FINKEL, V. S. *Instrumentação Industrial*. [S.l.]: Editora Interciência, 2011.
- BüNING-PFAUE, H. Analysis of water in food by near infrared spectroscopy. *Food Chemistry*, v. 82, p. 107–115, 2003.
- BROOKSBY, B.; DEHGHANI, H.; POGUE, B.; PAULSEN, K. Near-infrared (nir) tomography breast image reconstruction with a priori structural information from mri: algorithm development for reconstructing heterogeneities. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 9, p. 199 – 209, 2003.
- BURNS, D. A.; CIURCZAK, E. W. *Handbook of Near Infrared Analysis*. [S.l.]: Marcel Dekker Inc, 2001.
- BURR-BROWN. *UAF42 - Filter Design Program for the UAF42 Universal Active Filter - Applicatio bulletin*. [S.l.]: Burr-Brown, 1993.
- CAMPOS, M. d.; TEIXEIRA, H. C. G. *Controles Típicos de equipamentos e processos industriais*. [S.l.]: Blücher, 2006.
- CARTER BRUCEA ND BROWN, T. R. *Handbook of operational amplifier applications*. [S.l.]: Texas Instruments, 2001.

- CASTRO, M. S. B. d. *Produção de filmes finos de dióxido de vanádio por pulverização catódica*. Dissertação (Mestrado) — Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, 2003.
- CHOI, C.; KANG, H.; CHOI, W.-Y.; KIM, H. J.; CHOI, W.; D.H., K.; JANG, K. C.; SEO, K. S. High optical responsivity of inala-ingaas metamorphic high-electron mobility transistor on gaas substrate with composite channels. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 15(3), p. 1–3, 2003.
- DANTAS, H. V. *Triagem da qualidade de amostras de GNV e GLP usando espectrometria NIR e quimiometria*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, Paraíba, Brasil, 2010.
- DECOSTER, D.; HARARI, J. *Optoelectronic Sensors*. [S.l.]: Wiley, 2009.
- DUTTA, A. K.; DUTTA, N. K.; FUJIWARA, M. *WDM technologies: active optical components*. [S.l.]: Academic Press, 2002.
- EWING, G. W. *Métodos Instrumentais de Análise Química - vol. 2*. [S.l.]: Edgard Blücher, 2002. ISBN 8521201257.
- FERRARINI, H. *Determinação de teores nutricionais do milho por espectroscopia no infravermelho e calibração multivariada*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Paraná, Curitiba, Paraná, Brasil, 2004.
- FILIC, M.; CORLUKA, V.; VALTER, Z. Optimal signal conditioning in the nir moisture meter. In: *ICECom 2005 - 18th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 1, p. 1 – 4.
- FREESCALE. *MC9S08QE32 - 8-Bit HCS08 Central Processor Unit Series*. [S.l.]: Freescale, 2009.
- GAN, K. B.; ZAHEDI, E.; ALI, M. Transabdominal fetal heart rate detection using nir photoplethysmography: Instrumentation and clinical results. In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. [S.l.: s.n.], 2009. v. 56, p. 2075 – 2082.
- GRAEME, J. *Photodiode Amplifiers - Op Amp Solutions*. [S.l.]: McGraw Hill, 1995.
- HUIMIN, H.; MI, P.; JUNHUA, L. Extending aotf-nir spectrometer to gas measurement. In: *ICEMI '07 - 8th International Conference on Electronic Measurement and Instruments*. [S.l.: s.n.], 2007. v. 1, p. 407 – 412.
- J., A. P. *Eletrônica Analógica - Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos - 6ª edição*. [S.l.]: Bookman, 2003.
- J., J. W.; WEYER, L. *Practical Guide to Interpretive Near-Infrared Spectroscopy*. [S.l.]: CRC Press, 2008.
- JANG, J.-H.; CUEVA, G.; HOKE, W.; LEMONIAS, P.; FAY, P.; ADESIDA, I. Metamorphic graded bandgap ingaas-ingaalas-inalas double heterojunction p-i-i-n photodiodes. *Journal of Lightwave Technology*, v. 20, n. 3, p. 507 –514, 2002. ISSN 0733-8724.

- KALAMATIANOS, D.; WELLSTEAD, P.; LIATSI, P.; HOUSTON, R. Control and data analysis tool for a novel ft-nir spectrometer. *IET Seminar Digests*, IEE, v. 2006, n. 11576, p. 235 – 245, 2006.
- LI, H. *Near-Infrared diode laser absorption spectroscopy with applications to reactive systems and combustion control*. Tese (Doutorado) — Stanford University, Stanford, California, U.S.A., 2007.
- LINEAR, T. c. *LT1461 - Micropower Precision Low Dropout Series Voltage Reference Family*. [S.l.]: Linear Technology corporation, 1999.
- MOREIRA, E. D. T. *Classificação de Cigarros Usando Espectrometria NIR e Métodos Quimiométricos de Análise*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, Paraíba, Brasil, 2007.
- NASCIMENTO, E. C. L. d. *Um fotômetro Microcontrolado LED-NIR, portátil e de baixo custo para análise screening de casolinas tipo C*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, PB, Brasil, 2008.
- NATIONAL, S. *LM92 ±0.3°C Accurate, 12-Bit + Sign Temperature Sensor and Thermal Window Comparator with Two-Wire Interface*. [S.l.]: National Semiconductor, 2010.
- NOVO, E. D. M. *Sensoriamento remoto: Princípios e aplicações*. [S.l.]: Edgard Blücher, 1989. ISBN 9788521204411.
- OZAKI, Y.; MCCLURE, W. F.; CHISTY, A. A. *Near-Infrared Spectroscopy in food science and technology*. [S.l.]: Wiley-Interscience, 2006.
- PANERO, J. D. S. *Determinação de Proteína, Óleo e Umidade por Espectroscopia NIR em grãos de soja do estado de Roraima*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Roraima - UFRR, Boa Vista, Roraima, Brasil, 2007.
- PARKS, T. W.; BURRUS, C. S. *Digital Filter Design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1987.
- PAVIA, D. L.; LAMPMAN, G. M.; KRIZ, G. S.; VYVYAN, J. R. *Introdução à Espectroscopia - Tradução da 4ª edição norte-americana*. [S.l.]: Cengage Learning, 2010.
- PHILIPS, F. *TN13/7.5/5 Ferrite ring cores*. [S.l.]: Philips Ferroxcube, 2000.
- REZENDE, A. G.; NOGUEIRA, T. L.; SILVA, S. d. L. e.; LEME, P. R. *Utilização do NIR para predição da Maciez da carne de bovinos da raça nelore*. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Zootecnia e Engenharia de Alimentos - USP, Pirassununga, São Paulo, Brasil, 2010.
- ROITHNER, L. G. *LED 970-03 Infrared LED lamp*. [S.l.]: Roithner Lasertechnik GmbH, 2010.
- ROITHNER, L. G. *PT5xx InGaAs photodiode with 300 μm sensitive area*. [S.l.]: Roithner Lasertechnik GmbH, 2010.
- RYER, A. *Light Measurement Handbook*. [S.l.]: International Light, 1997. ISBN 0965835693.

- SALERNO, D. Ultralow Voltage Energy Harvester Uses Thermoelectric Generator for Battery-Free Wireless Sensors. *Journal of Analog Innovation*, v. 20, p. 1–11, 2010.
- SCHUBERT, E. F. *Light-Emitting diodes - Second Edition*. [S.l.]: Cambridge, 2006.
- SEBRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microeletrônica - 5ª Edição*. [S.l.]: Pearson, 2007.
- SERWAY, R. A.; J., J. W. J. *Princípios de Física - Volume 4 - óptica e Física Moderna - Tradução da 3ª edição norte-americana*. [S.l.]: Cengage Learning, 2005.
- SHIMADZU, C. *UV-VIS-NIR Spectrophotometer*. [S.l.]: Shimadzu Corporation, 2011.
- SIESLER, H.; OZAKI, Y.; KAWATA, S.; HEISE, H. M. *Near-Infrared Spectroscopy: Principles, Instruments, Applications*. [S.l.]: Wiley-VCH, 2002. ISBN 3527301496.
- SKOOG, D. A.; HOLLER, F. J.; CROUCH, S. R. *Princípios de Análise Instrumental*. [S.l.]: Bookman, 2002. ISBN 85-7307-976-2.
- SUGAWARA, M. *Semiconductors and Semimetals - Volume 60 - Self-Assembled InGaAs/GaAs Quantum Dots - volume editor*. [S.l.]: Academic Press, inc., 1999.
- TAKAYAMA, D. K. *Desenvolvimento de um Transdutor de Umidade Baseado na Reflexão Difusa no Infravermelho Próximo*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina - UEL, Londrina, Paraná, Brasil, 2009.
- TEHISEN, I. M. F. *Fundamentos da Metrologia Industrial: aplicação no processo de certificação ISO 9000*. [S.l.]: RH-Metrologia, 1997.
- TENG, F.; WANG, Z.; LIU, J.; WANG, T. Data acquisition system for nir spectrometer based on dsp. In: *International Conference on Electronics and Optoelectronics (ICEOE)*. [S.l.: s.n.], 2011. v. 4, p. 280 – 283.
- TEXAS, I. *Universal Active Filter*. [S.l.]: Texas Instruments, 2010.
- VALDERRAMA, P. *Avaliação de figuras de mérito em calibração multivariada na determinação de parâmetros de controle de qualidade em indústria alcooleira por espectroscopia no infravermelho próximo*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, São Paulo, Brasil, 2005.
- VELASCO, D. S. *Caracterização de Materiais Luminescentes: Estudo de Blendas Poliméricas PC/PMMA Dopadas com Complexos de Terras-Raras e Compósitos de Copolímeros Acrílicos PEGDA/TEGDMA com nanopartículas de ZnO*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Maringá, Maringá, Paraná, Brasil, 2010.
- VESELÁ, A.; BARROS, A. S.; SYNITSYA, A.; DELGADILLO, I.; COPÍKOVÁ, J.; COIMBRA, M. A. Infrared Spectroscopy and outer product analysis for quantification of fat, nitrogen, and moisture of cocoa powder. *Analytica Chimica Acta*, v. 731, p. 77–86, 2007.

VOGEL, A. I.; MENDHAM, J.; DENNEY, R. C.; BARNES, J. D.; THOMAS, M. J. K. *Análise Química Quantitativa*. [S.l.]: LTC, 2002. ISBN 85-216-1311-3.

WILLARDSON, R. K.; BEER, A. C. *Semiconductors and Semimetals - Volume 20 - Semi-Insulating GaAs*. [S.l.]: Academic Press, inc., 1984.

ZAKO, T.; HYODO, H.; TSUJI, K.; TOKUZEN, K.; KISHIMOTO, H.; ITO, M.; KANEKO, K.; MAEDA, M.; SOGA, K. Development of near infrared-fluorescent nanophosphors and applications for cancer diagnosis and therapy. *Journal of Nanomaterials*, v. 2010, p. 1-7, 2010.