

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ROBSON DAGMAR SCHAEFFER

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE
UM SENSOR DE CO₂ DE BAIXO CUSTO**

Porto Alegre

2004

ROBSON DAGMAR SCHAEFFER

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM SENSOR DE CO₂
DE BAIXO CUSTO**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), da Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Automação e Instrumentação Eletro-Eletrônica

ORIENTADOR: Prof. Dr. Renato Machado de Brito

Porto Alegre

2004

ROBSON DAGMAR SCHAEFFER

ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM SENSOR DE CO₂ DE BAIXO CUSTO

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Renato Machado de Brito, UFRGS

Doutor pela UFRGS - Porto Alegre, BRASIL.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ildon Guilherme Borchardt , UFRGS

Doutor pelo ITA - São Paulo, BRASIL.

Prof. Dr. Jorge Amoretti Lisboa , UFGRS

Doutor pela UFGRS - Porto Alegre, BRASIL.

Prof. Dr. Adalberto Schuck Jr., UFGRS

Doutor pela UFGRS - Porto Alegre, BRASIL.

Prof. Dr. Altamiro de Amadeu Susim , UFGRS

Doutor pela INPG - Grenoble, FRANÇA.

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Carlos Eduardo Pereira

Porto Alegre, julho de 2004.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à meu pai (in memoriam) pelo belo exemplo de vida que nos deu, à minha mãe, à minha esposa e à minha filha pela dedicação e apoio em todos os momentos difíceis e pela compreensão demonstrada ao longo desta árdua jornada.

AGRADECIMENTOS

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa, inclusive abrindo espaço para uma linha de pesquisa nova, fora das linhas usuais do PPGEE.

Aos professores e à coordenação do PPGEE pela sua dedicação, pelo seu esforço e pela compreensão das minhas dificuldades em relação ao tempo disponível para as atividades do curso.

Agradecimento também ao Instituto de Física da UFRGS por disponibilizar ferramental de desenvolvimento em microprocessadores e pela troca de idéias com os professores, especialmente o prof. Jorge Amoretti Lisboa.

Aos colegas do PPGEE pelo seu auxílio nas tarefas desenvolvidas durante o curso e apoio na revisão deste trabalho, especialmente aos colegas Ricardo Pufal, Julio Vitor Kunzler, Ronaldo Hüsemann e Fernando Galvão pelas sugestões e contribuições ao longo de todo o curso.

À UNIVATES pelo apoio e incentivo para concluir esta etapa de minha formação profissional.

RESUMO

Este trabalho descreve um estudo e desenvolvimento de um sensor de dióxido de carbono (CO₂), de baixo custo, para monitoramento da qualidade do ar em ambientes climatizados. O sensor aqui proposto baseia-se na técnica de absorção em infravermelho não dispersivo (NDIR). Este trabalho avalia alguns métodos já empregados e propõe um modelo alternativo visando uma solução de baixo custo que possa ser incorporada a sistemas de monitoramento e/ou condicionamento existentes, permitindo o controle do teor de CO₂. A metodologia inclui o estudo dos diferentes tipos de sensores de CO₂, a seleção da técnica mais apropriada para medição, o estudo das alternativas para implementação da técnica selecionada, o desenvolvimento, testes e avaliações da solução. Especificamente desenvolveu-se uma solução em termos de sensor de CO₂ que utiliza componentes comerciais, sendo facilmente reproduzível e de custo reduzido. O sensor desenvolvido tem faixa de medição entre 330 a mais de 10000 ppm, com resolução estimada em torno de 20 a 30 ppm, com erro em relação ao padrão menor que 10% da medição ou 150 ppm, o que for maior.

Palavras-chaves: Instrumentação, Sensores, Qualidade do Ar, Detectores de Gás, CO₂, Absorção em Infravermelho e Baixo Custo.

ABSTRACT

This document describes the study and development of a low cost carbon dioxide (CO₂) sensor, for air quality monitoring in closed environments. The sensor proposed here is based on the non dispersive infrared (NDIR) technique. This research evaluates some known methods and proposes a new approach aiming a very low cost solution that may be incorporated in existing conditioning and monitoring systems, allowing the control of this important parameter for air quality, which is CO₂. The methodology includes the study of different types of CO₂ sensors, the selection of the most appropriate technique for the measurement, the study of alternatives to implement the chosen technique, the development, tests and evaluation of the proposed solution. Specifically a solution was implemented for a CO₂ sensor using off the shelf components, turning it easily reproducible at very low cost. The sensor developed has a measuring range from 330 ppm to more than 10000 ppm, with an estimated resolution of 20 to 30 ppm, with accuracy better than 10% of the reading or 150 ppm whichever is greater.

Keywords: Instrumentation, Sensor, Air Quality, Gas Detectors, CO₂, Infrared Absorption and Low Cost.

SUMÁRIO

<u>1</u>	<u>INTRODUÇÃO</u>	11
<u>2</u>	<u>REVISÃO DE LITERATURA</u>	15
<u>3</u>	<u>FUNDAMENTOS TEÓRICOS</u>	29
<u>4</u>	<u>PROJETO E CONSTRUÇÃO DO SENSOR DE CO₂</u>	41
<u>4.1</u>	<u>DESENVOLVIMENTO DO BLOCO ANALÓGICO</u>	42
<u>4.1.1</u>	<u>SELEÇÃO DO EMISSOR E DO DETECTOR</u>	42
<u>4.1.2</u>	<u>CÁLCULO DO FLUXO EFETIVO E DO CAMINHO ÓTICO</u>	47
<u>4.1.3</u>	<u>DESENVOLVIMENTO DO CONDICIONADOR DE SINAIS</u>	54
<u>4.2</u>	<u>DESENVOLVIMENTO DO BLOCO DIGITAL</u>	63
<u>5</u>	<u>ENSAIOS E TESTES REALIZADOS</u>	68
<u>6</u>	<u>CONCLUSÕES</u>	78
	<u>REFERÊNCIAS</u>	81
	<u>APÊNDICE A: LISTAGEM DO PROGRAMA DO MICROCONTROLADOR</u>	86
	<u>APÊNDICE B: LISTA DE PEÇAS DO SENSOR E RESPECTIVO CUSTO</u>	99
	<u>ANEXO A: ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO LED 42-60</u>	101
	<u>ANEXO B: ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO OPTOPAR 4239</u>	102
	<u>ANEXO C: ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DA TERMOPILHA ST60 DUAL</u>	103
	<u>ANEXO D: ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO AMPLIFICADOR AD8628</u>	105
	<u>ANEXO E: CERTIFICADOS DAS AMOSTRAS DE GÁS</u>	109

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Esquema básico dos sensores por absorção de IV.	17
Figura 2 – Exemplo de espectros de absorção.	18
Figura 3 - Intensidade da radiação em meio saturado de CO₂.	18
Figura 4 - Esquema do sensor tipo Luft (DBDW).	20
Figura 5 - Esquema básico do sensor tipo SBDW.	20
Figura 6 – Esquema dos detectores opto-acústicos	22
Figura 7 – Idéia básica dos sensores SBDW para CO₂	26
Figura 8 – Diagrama funcional do sensor.	29
Figura 9 – Simulação do sinal de um detector em função da concentração de CO₂	36
Figura 10 – Modelo geral para análise de ruído	38
Figura 11 – Modelo simplificado para análise de ruído	38
Figura 12 – Modelo utilizado para análise de ruído	39
Figura 13 – Diagrama em blocos do sensor implementado.	42
Figura 14 – Transmitância típica de vidros de lâmpadas para infravermelho.	45
Figura 15 – Modelo para cálculo da área visível ao detector	48
Figura 16 – Esquema do primeiro estágio	58
Figura 17 Esquema completo da parte analógica do sensor	63
Figura 18 Esquema da parte digital do sensor	65
Figura 19 Esquema de divisão em ciclos	66
Figura 20 Setup de testes	69
Figura 21 Câmara de testes	69
Figura 22 Resultados dos ensaios de repetibilidade	71
Figura 24 Dados para ajuste da curva de calibração	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 Dados comparativos a 5038 ppm.....	74
Tabela 2 Dados comparativos a 2002 ppm.....	75
Tabela 3 Dados comparativos a 1013 ppm.....	75

LISTA DE ABREVIATURAS

CO₂: Dióxido de carbono

DBDW: Dual Beam Dual Wavelength

FWHPBW: Full Width, Half Power Bandwidth

ISO: International Standards Organization

IV:Infravermelho

NDIR: Non Dispersive InfraRed

NEF: Noise Equivalent Flux

NEP: Noise Equivalent Power

OMS: Organização Mundial da Saúde

PPGEE: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

SBDW: Single Beam Dual Wavelength

SBSW: Single Beam Single Wavelength

SNR: Signal to Noise Ratio

UFRGS: Universidade Federal do Rio Grande do Sul

US\$: dólares norte-americanos

1 INTRODUÇÃO

Esta dissertação de mestrado apresenta o resultado final dos trabalhos desenvolvidos sobre o tema: Estudo e Desenvolvimento de um Sensor de CO₂ de Baixo Custo, dentro do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da UFRGS.

A motivação para a pesquisa está embasada nos seguintes fatos:

a) como premissa básica desejava-se fazer uma pesquisa que tivesse aplicação prática e não apenas um desenvolvimento teórico;

b) em segundo lugar desejava-se que o alvo das pesquisas pudesse gerar um produto com viabilidade comercial;

c) em terceiro lugar que a pesquisa permitisse avanços no conhecimento científico nacional, na tentativa de diminuir o déficit tecnológico do país;

d) finalmente que o resultado pudesse ser aplicado primeiramente na fungicultura, área de interesse pessoal do autor e de grande potencial futuro por englobar conceitos da nutraceutica.

O presente trabalho pretende apresentar uma solução que permita incorporar num maior número de sistemas de condicionamento de ar o monitoramento do teor de dióxido de carbono (CO₂). O condicionamento do ar em ambientes fechados que abrigam seres vivos, os quais respiram e assim usam o oxigênio e expiram gás carbônico, exige o controle do teor de CO₂ a fim de manter as condições ideais para estes seres. O campo de aplicação deste tipo de sistema abrange todos os ambientes climatizados para uso humano, notadamente os de uso coletivo, bem como em ambientes específicos para o cultivo celular, a produção, conservação e maturação de hortifrutigranjeiros. Outras aplicações de sensores de CO₂ são em sistemas de prevenção de incêndio, na avaliação da combustão e na detecção de vazamentos de gás. O elevado custo dos sensores e medidores de CO₂ atualmente disponíveis tem impedido sua

utilização mais extensiva. Uma solução de baixo custo permitirá certamente um uso mais intensivo deste tipo de sensor.

O interesse na monitoração ambiental tem crescido significativamente em função da maior conscientização sobre aspectos de poluição, saúde e segurança, bem como da legislação governamental cada vez mais preocupada com estes aspectos. A melhoria e a manutenção em níveis satisfatórios da qualidade do ar interno e externo é motivo de justificada preocupação.

O dióxido de carbono é um gás inodoro e sem cor, presente no ar fresco na concentração em torno de 330 ppm. Níveis elevados em ambientes fechados indicam ventilação insuficiente, o que pode ser veículo de propagação de enfermidades, chegando em casos mais graves até a síndrome do “prédio doente”. Acima de 5000 ppm o CO₂ é tóxico aos seres humanos (MOSELEY,1991).

Aqui pretende-se fazer uma breve revisão dos tipos de sensores de CO₂ existentes e buscar entre as diferentes técnicas utilizadas para medição deste importante gás a mais adequada para uma solução de baixo custo. Uma vez definida esta técnica será desenvolvido um sensor utilizando-a, com a finalidade de obter um sensor operacional. As etapas de desenvolvimento incluem a modelagem do sistema, a escolha do transdutor, o desenvolvimento de um condicionador de sinal e de uma etapa final microprocessada para tratamento do sinal e interface com usuário.

Não se pretende aqui esgotar o tema, nem mesmo apresentar uma solução que aumente a resolução dos sensores atuais, que já tem sensibilidade para detectar até 0,13 ppb de CO₂ em laboratórios primários (MOSELEY,1991). O objetivo primordial é obter uma solução de baixo custo, que é um termo bem genérico, porém no escopo deste trabalho isto significa chegar um produto com preço final em torno de 150 dólares norte-americanos, que representa um terço do valor dos sensores de CO₂ mais econômicos disponíveis hoje no mercado global.

Este objetivo de se chegar a um sensor de CO₂ de baixo custo está sendo perseguido por diversas instituições, com metodologias e recursos muito diferentes. Veja-se, por exemplo, o Instituto Fraunhofer da Alemanha (http://www.imsdd.fhg.de/products/sen/thermo_e.shtml), que desenvolveu recentemente um módulo integrado, modelo IRTS1 com transdutor e condicionador integrado em silício. Outro destaque na área é a empresa Perkin-Elmer (www.perkinelmer.de), também da Alemanha, que fabrica transdutores e lançou em final de 2003 o módulo TMPI, também integrado em silício, de transdutor e condicionador de sinal, apresentado por (NAUMANN, 2002). Dos Estados Unidos a Ion Optics também apresentou (MOELDERS, 2002) um sensor intergrado em MEMS. Da Noruega em conjunto com a Inglaterra a empresa Sintef (FERBER, 2001) apresentou um sensor foto-acústico miniaturizado. Esforços similares por outros países e instituições têm sido vistos nos congressos da área.

Estes exemplos demonstram o interesse que o assunto tem suscitado e sua atualidade. Evidentemente as condições de pesquisa e desenvolvimento que as instituições de pesquisa acima citadas têm são incomparavelmente superiores e representam trabalhos de equipes de pesquisadores altamente qualificados. Não se pretende aqui gerar um produto que envolva tecnologia de micro-fabricação em silício ou um circuito integrado analógico específico, como os citados nos exemplos. O objetivo é a busca, entre componentes padronizados, de linha de fabricação normal, de uma solução de compromisso entre custo e desempenho que permita chegar a um sensor de CO₂ para aplicações em condicionamento ambiental. Este tipo de aplicação pede sensores com capacidade de medição entre 300 ppm (ar fresco) e 2000 a 3000 ppm, faixa considerada ainda segura para a maioria dos seres vivos. Ressalta-se, no entanto, que um ar com 2000 ppm de CO₂ é considerado de baixa qualidade para os seres humanos, segundo recomendações da OMS, que sugere manter o nível de CO₂ abaixo de 1000 ppm em ambientes onde há permanência constante de pessoas.

Sumarizando então os objetivos, propõe-se o desenvolvimento de um sensor de CO₂ de baixo custo, inferior a US\$ 150.00, capaz de medir na faixa de 300 a 2000 ou 3000 ppm, com resolução em torno de 20 ppm, através das seguintes etapas:

- a) Estudo dos diferentes tipos de sensores de CO₂;
- b) Seleção da técnica mais apropriada para medição;
- c) Estudo das alternativas para implementação da técnica selecionada;
- d) Desenvolvimento da solução;
- e) Testes e avaliações da solução.

2 REVISÃO DE LITERATURA

Há vários métodos tradicionais para detecção de gases. A escolha do tipo mais apropriado depende do tipo de gás e seu nível de concentração. Aqui o foco é sobre os sensores aplicados à detecção de CO₂ em ambientes fechados, visando melhoria e/ou manutenção da qualidade do ar. Os tipos de sensores geralmente empregados neste tipo de aplicação são eletroquímicos, de estado sólido, infravermelhos e, mais recentemente, os baseados em nanotubos de carbono.

Os eletroquímicos consistem de dois eletrodos separados por uma fina camada de eletrólito. O gás em contato com o sensor reage com um dos eletrodos num mecanismo de oxidação ou redução. O material dos eletrodos é desenvolvido especialmente para cada gás, de forma a catalisar a reação. Uma corrente proporcional à concentração é gerada, permitindo determinar a concentração do gás. Geralmente requerem pouca energia e são pequenos, muito sensíveis e relativamente baratos. Seus inconvenientes são o desgaste do material do eletrodo na reação e o fato do reagente precisar estar em contato direto com o ambiente, sendo muitas vezes influenciado por outros gases presentes na amostra. Desta forma, os sensores eletroquímicos não são suficientemente seletivos. Variações na temperatura e umidade também causam alterações nas medições. Apesar destas limitações, os sensores eletroquímicos são ainda amplamente utilizados, principalmente em detectores portáteis de gases tóxicos e combustíveis, usados em aplicações de saúde e segurança industrial. Nestas aplicações as calibrações são mais regulares e tolera-se o processo de re-configuração e recarga freqüentes (GOLDMEER, 2001). Para o tipo de aplicação previsto, esta não é uma técnica recomendada, pois a recarga freqüente torna o custo total de utilização relativamente alto, em que pese o custo inicial de aquisição baixo.

Os sensores de estado sólido consistem de um ou mais óxidos metálicos de metais transicionais. Estes óxidos metálicos são depositados em finas camadas sobre substratos em *chips*. Um elemento de aquecimento é incorporado ao sensor, elevando a temperatura ao nível ideal para a detecção do gás em análise. Na presença deste gás o óxido metálico causa uma dissociação do gás, gerando transferência de elétrons. Um par de eletrodos colocado dentro do óxido mede a mudança da condutividade deste, gerando um sinal proporcional à concentração (CAPONE, 2003). Este tipo de sensor exige a disponibilidade de infraestrutura de fabricação de semicondutores especializada na deposição de filme específicos para detecção de gases e também conhecimentos técnicos não disponíveis localmente. Outro fator que limita a aplicação deste tipo de sensor é que as reações que causam a dissociação dos gases só ocorrem em temperaturas elevadas, acima de 260°C.

Outro método bastante usado atualmente na detecção de gases é o baseado na absorção de energia na faixa do infravermelho (IV). As moléculas, como metano (CH_4) ou vapor d'água (H_2O) absorvem radiação apenas em certos comprimentos de onda, sejam eles na região do visível ou na do infravermelho ou do ultravioleta. Estes comprimentos de onda em que ocorre a absorção são característicos de cada molécula, sendo causados por transições entre níveis de energia eletrônicos, vibracionais e rotacionais da molécula. Espectros de absorção são obtidos a partir da observação da intensidade de luz transmitida pelo material em estudo em função do comprimento de onda. Particularmente na região do infravermelho se encontram espectros de absorção típicos de moléculas bastante presentes no nosso dia a dia e que, por isto, são cada vez mais estudadas e monitoradas. Estes espectros podem ser calculados pela mecânica quântica ou medidos em laboratório (GOLDMEER, 2000).

A evolução da nanotecnologia, permitindo a fabricação seriada de nanotubos de carbono, está abrindo um novo campo para os sensores. (ONG e GRIMES, 2001) apresentaram um sensor de CO_2 baseado nestes nanotubos, onde a variação na concentração

de CO₂ afeta linearmente a permissividade de nanotubos de múltiplas paredes (Multi-Wall Nanotubes - MWNT). Esta variação é detectada por um circuito ressonante LC, cuja frequência de ressonância se altera proporcionalmente. Esta tecnologia também não está disponível localmente, assim optou-se por estudar mais detalhadamente os sensores baseados em infravermelho.

O esquema básico dos sensores baseados na absorção por infravermelho é composto por um ou mais emissores de radiação infravermelho, um meio de transmissão onde deve ocorrer a absorção, podendo ser composto de um ou mais caminhos para a radiação e um ou mais detectores. A figura 1 ilustra o esquema típico de um sensor baseado nesta técnica:

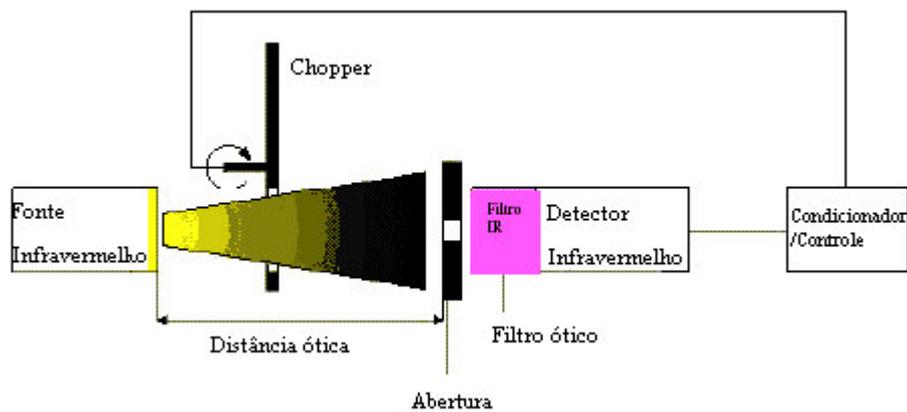


Figura 1 – Esquema básico dos sensores por absorção de IV.

A cada comprimento de onda existe uma absorção maior ou menor, dependendo da molécula. A quantidade de energia absorvida em um determinado comprimento de onda depende do número de moléculas presentes na trajetória do feixe e do coeficiente de absorção da molécula, conforme a lei de Beer-Lambert (também chamada de lei de Beer-Lambert-Bouguer), expressa na equação:

$$A(\lambda) = E(\lambda)bc \quad (1)$$

onde $A(\lambda)$ é a absorção, $E(\lambda)$ o coeficiente de absorção no comprimento de onda λ , b é comprimento ótico entre emissor e detector e c é a concentração do gás neste caminho (LEE, 2001). A figura 2 abaixo ilustra os espectros de absorção de algumas moléculas:

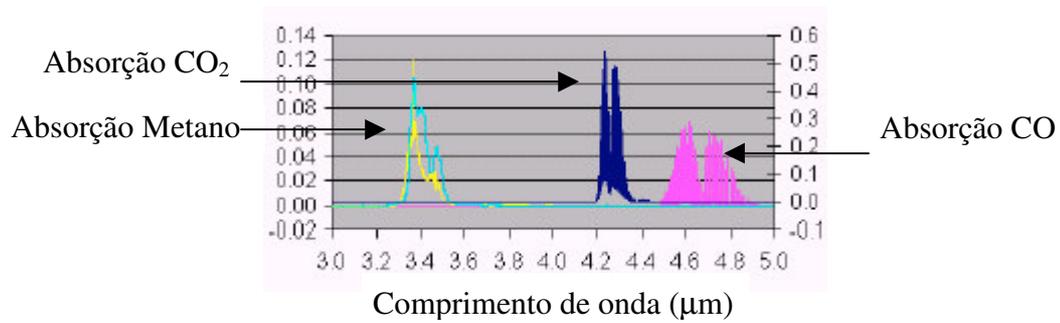


Figura 2 – Exemplo de espectros de absorção.

Estes dados mostram que no comprimento de onda em torno de $4,27\mu\text{m}$ o CO_2 absorve uma parcela bem maior da radiação emitida que em outros comprimentos de onda. A figura abaixo confirma estes dados para o CO_2 , onde se evidencia o fenômeno inverso, da transmissão em vez da absorção, lembrando que $\alpha + \rho + \tau = 1$, onde: α é a absorção, ρ a reflexão e τ a transmissão. Nesta figura se evidencia que no comprimento de onda de $4,27\mu\text{m}$, havendo um número suficiente de moléculas no caminho ótico entre emissor e detector, o CO_2 absorve praticamente toda a radiação.

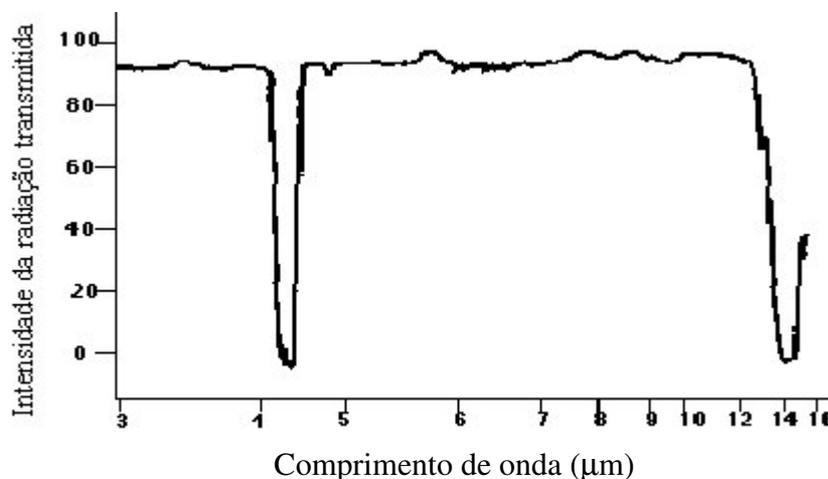


Figura 3 - Intensidade da radiação em meio saturado de CO_2

Os sensores baseados na absorção de energia na faixa do infravermelho podem ser basicamente de dois tipos: dispersivo e não dispersivo. Os dispersivos, mais comumente usados em laboratórios, permitem medição de vários gases, são mais sensíveis para baixas concentrações, sendo utilizados em medições espectroscópicas mais sofisticadas, empregando redes de difração ou filtros sintonizáveis como, por exemplo, os do tipo Fabry-Pérot, que permitem variar o comprimento de onda de interesse, com alta resolução espectral. Sua desvantagem é o custo elevado, pela complexidade envolvida.

Já os não dispersivos, chamados de NDIR – Non-Dispersive InfraRed, são mais comumente utilizados na indústria, como monitores de processos, por serem de construção e uso mais simples que os dispersivos (LEE, 2001). Neste método, a intensidade de luz transmitida pela amostra em um comprimento de onda em que a mesma absorve energia é comparada com a intensidade de luz transmitida em um outro comprimento de onda, onde não haja absorção. A partir da razão entre as intensidades de radiação infravermelha transmitidas nestes dois comprimentos de onda é possível obter-se a densidade de moléculas do material em estudo (NORKUS, 2000). Dentre os sensores NDIR existem várias configurações, com três sendo as mais utilizadas:

- Feixe IV único, comprimento de onda único (SBSW = Single Beam Single Wavelength);
- Feixe duplo, dois comprimentos de onda (DBDW = Dual-Beam Dual Wavelength), também chamado de detector tipo Luft, conforme figura 4 abaixo;
- Feixe único, dois comprimentos de onda (SBDW = Single Beam, Dual Wavelength), conforme figura 5 abaixo.

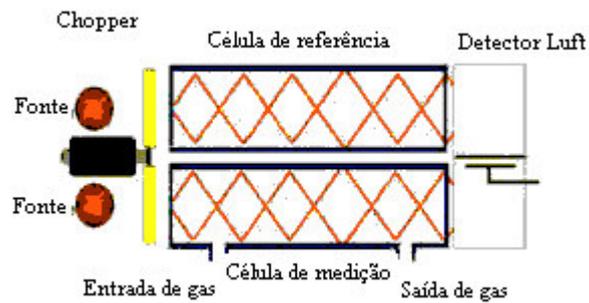


Figura 4 - Esquema do sensor tipo Luft (DBDW)

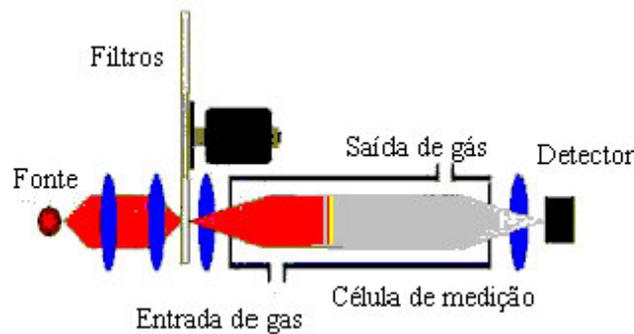


Figura 5 - Esquema básico do sensor tipo SBDW

A equação (1) nos diz que a absorção num dado comprimento de onda é diretamente proporcional ao comprimento ótico e à concentração do gás. Assim usando um feixe monocromático é possível obter a concentração de um gás sem a interferência de outros gases que podem estar misturados ao gás em análise (LEE, 2001). Nos sensores NDIR usam-se filtros ou monocromadores para se obter um feixe monocromático a partir de uma fonte de banda mais larga ou fontes de IV de banda estreita, como Lasers ou novos LEDs ternários ou quaternários que conseguem emitir na faixa do médio infravermelho, de 2 a 5 μm .

Os sensores NDIR podem ter várias opções quanto à sua construção, pelos tipos de fontes emissoras de IV, pelo caminho ótico entre fonte e detector e pelo diferentes detectores que podem ser usados. Começando com as fontes emissoras de radiação infravermelha que podem ser: lâmpadas de filamento, radiadores tipo Nernst ou Globar, LEDs especiais ou outros emissores de estado sólido, que estão em desenvolvimento e, segundo a tendência

ocorrida em outros segmentos de sensores, provavelmente devem se tornar mais econômicos e de melhor rendimento com a fabricação em larga escala.

O comprimento ótico pode ser a simples distância entre emissor e detector ou pode englobar espelhos e/ou prismas para aumentar a distância ótica sem aumentar a distância física.

Como detectores da intensidade de radiação existem opções de usar detectores térmicos, opto-acústicos, ou fotoelétricos. Os detectores ditos térmicos são aqueles em que a radiação incidente sobre eles causa um aumento na temperatura, que por sua vez altera parâmetros físico-químicos do sensor que podem ser mensurados. Entre estes se destacam os bolômetros, as termopilhas e os sensores piroelétricos. O bolômetro é o detector mais antigo usado na detecção de radiação IV, consistindo basicamente de um resistor termicamente isolado, que ao ser exposto à radiação tem sua resistência alterada de forma proporcional ao aumento da temperatura. Passando-se uma pequena corrente constante sobre ele pode se medir a variação de tensão associada a esta variação da resistência (WYATT, 1987). As termopilhas operam baseadas no efeito Seebeck, sendo compostas por uma associação série de uma quantidade variável de termopares, geralmente entre 20 e 100, de forma a aumentar o potencial elétrico na saída pela soma dos potenciais individuais. Finalmente os detectores piroelétricos que fornecem uma corrente elétrica causada pela variação da polarização elétrica de materiais ferroelétricos usados como dielétricos em um capacitor. Como nestes materiais existem dipolos elétricos permanentes orientados, a variação desta polarização com a temperatura faz variar as cargas elétricas induzidas nas placas do capacitor, o que faz circular uma corrente no circuito externo. Os sensores piroelétricos mais sensíveis atualmente são os baseados em filmes de polímeros, os quais apresentam, com relação aos materiais ferroelétricos cristalinos e cerâmicos usados nos detectores piroelétricos mais tradicionais, vantagens por serem mais sensíveis, rápidos e de menor custo. Tendo sua resposta

proporcional à taxa de variação da radiação incidente, que causa a variação da temperatura e não à temperatura absoluta, estes detectores são bem mais rápidos que os outros detectores térmicos. Sua sensibilidade também é maior, porém os adequados ao comprimento de onda desejado ainda apresentam custo elevado, da ordem de US\$ 200,00 por unidade, limitando seu uso a sensores mais sofisticados.

Detectores opto-acústicos são os que têm uma alteração em suas características acústicas causadas pela radiação. Em geral usam microfones, capacitores ou sensores de pressão acoplados à câmaras seladas, conforme figura 6 (FERBER, 2001). Os detectores que tem uma só câmara são os chamados Veingerov e os que têm duas câmaras são ditos do tipo Luft, onde um diafragma separa as duas câmaras, conforme a figura 4. Este tipo de detector tem desvantagens por sua sensibilidade a vibrações e custo relativamente elevado pela sua construção envolvendo uma câmara selada.

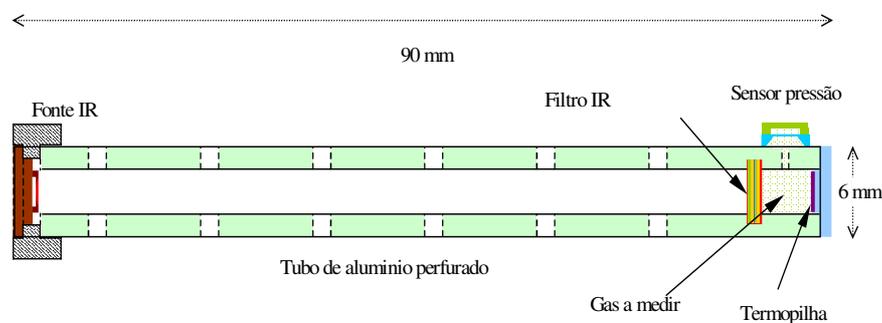


Figura 6 – Esquema dos detectores opto-acústicos

Os detectores fotoelétricos são chamados também de detectores quânticos, pois operam segundo o efeito fotoelétrico, no qual a absorção de um fóton causa excitação de elétrons com a liberação de um par elétron-lacuna. Se este par liberado pela absorção ficar livre do material, o detector é dito foto-emissor, como é o caso das foto-válvulas ou fotodiodos à vácuo que operam mais na região do UV e dos foto-multiplicadores, que, até hoje, são os detectores de radiação mais sensíveis existentes. Seus inconvenientes são a

necessidade de resfriamento criogênico, em torno de 80K ou menos, e as altas tensões necessárias de polarização para terem performance adequada. Já os detectores fotoelétricos onde não há emissão são os chamados de efeito fotoelétrico interno, caso de todos detectores baseados em semicondutores, como os fotoresistores, fototransistores e os fotodiodos. Dentre estes, os fototransistores não respondem à radiação IV na faixa de interesse para o CO₂, pelo tipo de material de sua construção. Os fotodiodos são bastante usados, porém como também necessitam de resfriamento criogênico, em torno de 77K, seu custo fica elevado pela construção do resfriador e do isolamento térmico da câmara onde fica alojado o detector (DONATI, 2000). Finalmente existem os fotoresistores, também chamados de fotocondutores, que usam a propriedade dos materiais semicondutores terem sua condutividade aumentada com a exposição a uma radiação, de forma proporcional à intensidade da potência da radiação. Este fato é conhecido desde 1873, pelos experimentos de W. Smith. Os fotoresistores são de fabricação mais simples que os fotodiodos e fototransistores e tendem a ter custo menor, porém com sensibilidade menor. Sua resposta espectral é bem ampla, sendo usado em diversas aplicações, como fotocopiadoras, fotômetros, sensores de proximidade, detectores de chama, termometria sem contato e outras. Os fotoresistores operam bem em temperatura ambiente para detectar radiações na faixa do visível e do UV. Já na faixa do IV seu desempenho é substancialmente melhorado com a redução da temperatura, até a faixa de 77K, temperatura do nitrogênio líquido. Hoje despontam fotoresistores para a faixa do IV que, teoricamente, operam em temperatura ambiente (300K) e prometem ser uma alternativa interessante em termos de detectores para sensores NDIR.

Após estudar as alternativas diferentes de sensores usados na detecção de gases evidencia-se que, para os objetivos do projeto, o tipo de sensor mais adequado para obter um baixo custo aliado a uma sensibilidade aceitável seria do tipo NDIR. Como este tipo de sensor

pode usar tanto fontes emissoras como detectores de estado sólido, que historicamente tem substituído com vantagens outros tipos de componentes, optou-se por este tipo de sensor.

A pesquisa sobre os sensores NDIR demonstra o forte interesse neste tipo de dispositivo, pelos diversos artigos encontrados em congressos na área, sendo alguns citados na introdução deste trabalho e outros citados a seguir. Estudos de 1995 (SMITH, 1997) apontam para uma participação percentual dos sensores de gás baseados em NDIR em torno de um quinto do mercado total, estimado naquela data em US\$ 400 milhões. Dados semelhantes se obtém do estudo North American Gas Sensors Market report (7862-32) da Frost & Sullivan's citado na reportagem Sensor Industry Developments and Trends, na edição de Outubro de 2001 da revista Sensor Business Digest, indicando crescimento anual composto de 4,4% no uso de sensores de gás baseados em infravermelho. A limitação para um uso maior desta tecnologia (SMITH, 1997) tem sido historicamente preço e a instabilidade de longo prazo. Com os preços em queda pela fabricação em maior escala, a tendência tem sido de aumento no uso dos sensores NDIR.

Uma vez definida a técnica de NDIR, resta selecionar as melhores opções em termos de fontes emissoras, caminho ótico e detector. A primeira definição foi a de usar um caminho ótico simples, sem uso de espelhos e/ou lentes, visando minimização de custo. Em relação às fontes e detectores de infravermelho, como a operação deve ser na faixa de 4.27 μm , existem as seguintes opções:

- Fonte de banda larga e detector de banda estreita;
- Fonte de banda estreita e detector de banda larga;
- Fonte e detector de banda estreita.

Dentre estas opções ainda deve-se escolher o tipo de configuração se for SBSW, SBDW, DBDW. Esta definição, de certa forma, é relativamente simples considerando as vantagens e desvantagens da cada uma. A configuração mais simples e de mais baixo custo é

a SBSW, onde tem-se apenas uma fonte e um detector, num comprimento de onda. Contudo esta configuração sofre de algumas deficiências inerentes à sua concepção, tais como a necessidade de um controle preciso sobre a emissão da fonte, de formas a obter uma emissão uniforme, sem interferências externas e a dificuldade em detectar a degradação da emissão com o envelhecimento da fonte. Assim este tipo de detector exige calibrações freqüentes para compensar estes fatores, tornando-se inadequado para o tipo de aplicação previsto.

A configuração DBDW envolve duas fontes emissoras e dois detectores ou um detector duplo, portanto tem custo mais elevado que o SBSW, porém o uso de mais uma fonte e um detector permite fazer a compensação das variações do emissor e das interferências do meio. Neste tipo de configuração usa-se, em geral, (EWYK, 1991) dois caminhos óticos, um contendo um gás de referência, geralmente nitrogênio, e outro onde o gás a ser medido deve passar, como ilustra a Figura 4. O feixe que passa pelo gás de referência chega ao detector sem ser absorvido, enquanto o outro feixe que passa pelo meio onde há presença do gás a ser medido é absorvido em medida proporcional à quantidade do gás no meio. Fazendo-se a relação entre os dois feixes de radiação pode ser feita a compensação na variação das fontes bem como de variações na temperatura ambiente, que alteram o coeficiente de absorção.

A terceira configuração é do SBDW, onde se usa apenas um emissor de banda mais larga capaz de emitir radiação para um detector associado a dois filtros com comprimentos de onda diferentes, como mostra a Figura 5 ou para dois detectores, um em cada comprimento de onda. Por ser possível fazer o mesmo tipo de compensação das interferências que na configuração DBDW, sem o inconveniente de ter que usar duas fontes, esta configuração é a que tem prevalecido nos sensores NDIR atuais (CHOU, 2000; CHELVAYOHAN, 1999; LEE, 2000; CAPONE, 2003). Além disto, variações na emissão de radiação pela fonte, efeitos de contaminação do caminho ótico ou do(s) filtro(s) são minimizados, pois afetam igualmente os dois comprimentos de onda, o de medição e o de referência. Por estes motivos,

esta foi a configuração escolhida. A Figura 7 abaixo ilustra a idéia básica da configuração SDBW para sensores de CO₂, com os filtros mais usuais de 4,27 μm para o canal de medição e de 3,9 μm para o canal de referência. Uma deficiência deste tipo de configuração (CHOU, 2000) é a baixa resolução espectral, devida ao(s) filtro(s) ótico(s), que possuem larguras de banda típicas de 1 a 2% da largura inteira à meia altura (FWHPBW). No entanto, este fator não é significativo para a medição de CO₂, pois nos comprimentos de onda utilizados a interferência de outros gases é mínima, não havendo absorção significativa.

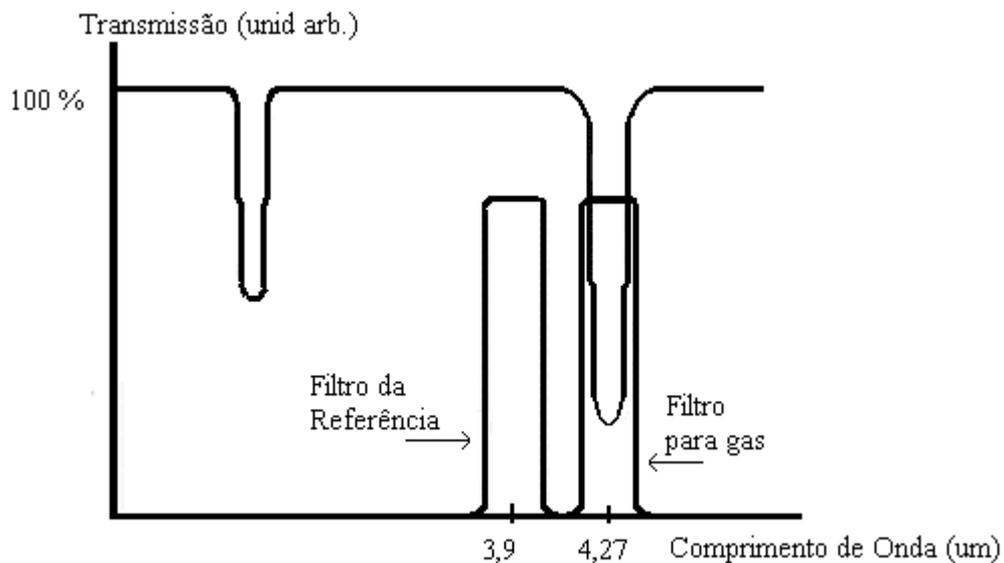


Figura 7 – Idéia básica dos sensores SDBW para CO₂

Tendo definido a técnica de NDIR, na configuração SDBW, a etapa seguinte é a busca pelas melhores fontes e detectores de IV, no sentido de custo/benefício, que possam atender às especificações desejadas. Aqui se observa o diferencial entre os vários sensores de CO₂. Como mencionado na introdução deste trabalho, a tendência tem sido a construção de módulos integrados em silício, contendo o detector com seu amplificador (NAUMANN, 2002; MENOLFI, 1997; CALAZA, 2001; CALAZA, 2002), ou o emissor (GOLDMEER, 2001; MOELDERS, 2002; WOLFF, 2003) ou o emissor separado do detector

(DOBRZANSKI, 1998). Outros (HIRA, 2000; CALAZA, 2000) focam a questão dos filtros óticos, componentes fundamentais no desempenho dos sensores NDIR. No entanto, até o momento, não se consegue integrar o sensor completo (BOARINO, 2004). Como não se dispõe de meios, nem de preparo científico para buscar tal objetivo, foi descartada a hipótese de tentar desenvolver um sensor integrado.

A abordagem aqui difere das anteriores pelo uso de tecnologia discreta, em vez de integrada. Não se afirma que outros autores não tenham investigado e desenvolvido sensores de CO₂ com tecnologia discreta. Aliás, a integração, normalmente, só é possível após se conhecer a tecnologia a nível de componentes discretos. O que este trabalho apresenta de novo é uso das tecnologias atuais em termos de componentes discretos buscando melhorar o desempenho, com o principal foco de baixo custo e de se poder reproduzir em escala industrial em nosso país. A evolução dos componentes discretos permite hoje que se construam sensores com bom desempenho e custo reduzido, buscando por avanços nos campos de condicionadores de sinal e dos diferentes tipos de fontes e detectores de IV. Este tipo de avanço nem sempre é possível num sensor integrado onde um grupo de pesquisa tenta, por exemplo, desenvolver o melhor amplificador para determinado sinal (MENOLFI, 1997a, 1977b; MATOVA, 2001), enquanto fabricantes de semicondutores tentam ao mesmo tempo aperfeiçoar seus produtos, gerando muitas vezes produtos superiores aos das pesquisas em sensores integrados. Outro autor (HOWARD, 1999) desenvolveu um amplificador de transimpedância baseado em componentes discretos, obtendo nível de ruído extremamente baixo. Atualmente se dispõe de outros componentes discretos, com melhor performance que os usados por ele, que estão sendo avaliados neste trabalho.

Outros autores (BIELECKI, 1999, 2000, 2002; MAKINWA, 2002; MATOVA, 2001) abordam vários dos problemas inerentes aos sensores óticos, como, por exemplo, a questão do sinal típico dos detectores ser muito baixo, da ordem de nanovolts até poucos microvolts. Isto

implica em técnicas de minimização de ruído, de maximização da relação sinal ruído (SNR), de melhores técnicas de amplificação. Outro aspecto a ser definido na implementação do sensor pela técnica NDIR é quanto ao tipo de fonte emissora de IV. (SMITH, 1997) comparou fontes térmicas tradicionais com LEDs, porém desde então houve avanços no campo dos LEDs que indicam a possibilidade de usar este tipo de fonte emissora.

A contribuição deste trabalho à comunidade científica é justamente um estudo do atual estado da arte em sensores para CO₂ e a implementação de um sensor usando componentes discretos avançados, disponíveis no mercado, e que apresentem a melhor relação custo/benefício, permitindo gerar um sensor de baixo custo e de reprodução fácil. Outra contribuição é em relação à análise sobre a otimização da relação sinal-ruído em sensores baseados em termopilhas usando amplificadores auto-zero combinados com chopper.

3 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Este capítulo apresenta os fundamentos teóricos utilizados na elaboração deste trabalho. Nele está definição do sensor como sistema eletro-ótico, os modelos de cálculo do fluxo efetivo, do coeficiente de absorção, do comprimento ótico e o modelo para análise do ruído.

Um sensor de gás baseado em NDIR é um sistema eletro-ótico que pode ser representado pelo diagrama funcional abaixo:



Figura 8 – Diagrama funcional do sensor

A fonte gera o sinal infravermelho, que passa por um meio e por filtros óticos até atingir o detector, cujo sinal é amplificado e condicionado eletronicamente para gerar uma saída proporcional à concentração do gás.

A radiação da fonte é modificada pelo meio, sendo desejável que esta modificação deva-se exclusivamente à variação na concentração do gás. Infelizmente não é tão simples assim, pois a radiação é modificada por diversos fatores, sendo os principais: a influência da radiação ambiente (background), a reflexão do meio e o desalinhamento entre fonte e detector.

Todo sistema eletro-ótico representado pelo diagrama acima pode ser avaliado pela equação geral para estes sistemas, desenvolvida por (WYATT, 1987):

$$SNR = \frac{\phi_{eff}}{NEF} \quad (2)$$

onde ϕ_{eff} é o fluxo efetivo, ou seja, a parte do fluxo de radiação que atinge o sensor e é capaz de causar uma resposta deste, NEF é o fluxo equivalente ao ruído, podendo ser

interpretado como o fluxo de radiação incidente no sensor que produz uma variação média na saída do sinal equivalente ao valor rms do ruído e SNR é a relação sinal ruído. Por esta equação vê-se que para melhorar a detecção deve-se aumentar ao máximo o fluxo que efetivamente chega ao detector e/ou diminuir a influência do ruído equivalente.

Esta equação geral dos sistemas eletro-óticos pode ser expandida para englobar os diversos subsistemas mostrados no diagrama acima, ficando então, no caso de sistemas com radiação chaveada (chopper) expressa por:

$$\Phi_{eff} = \frac{\tau_p \tau_e}{\beta} \int_{\theta} \int_{\Phi} \int_{\lambda} \Phi_s(\lambda, \theta, \Phi) R(\lambda) d\theta d\phi d\lambda$$

e $NEF = \sqrt{A_d \Delta f} / D^*(\lambda)$, levando a:

$$SNR = \frac{D^*(\lambda) \tau_p \tau_e}{\beta (2A_d f_2)^{1/2}} \int_{\theta} \int_{\Phi} \int_{\lambda} \Phi_s(\lambda, \theta, \Phi) R(\lambda) d\theta d\phi d\lambda \quad (3),$$

onde:

$D^*(\lambda)$ é a detectividade em $\text{cmHz}^{1/2} / \text{W}$

τ_p é a transmitância do caminho ótico (sem unidade)

τ_e é a eficiência ótica (sem unidade)

β é o fator de chaveamento (chopping) (sem unidade)

$\sqrt{2}$ é o fator de ruído de detecção de fase (sem unidade)

A_d é a área do detector em cm^2

$f_2 = \Delta f$ é a faixa de frequência a ser usada, em $1/\text{s}$

$\Phi_s(\lambda)$ é o fluxo espectral da fonte, ou fluxo por λ , em $\text{W}/\mu\text{m}$

$R(\lambda)$ é responsividade espectral do detector em V/W

Φ é ângulo polar

ϕ é o ângulo azimutal

λ é o comprimento de onda em μm

Por esta equação percebe-se a complexidade para projetar um sistema eletro-ótico completo. Felizmente, como na maioria dos casos na engenharia, é possível fazer simplificações. Como é possível considerar que a fonte preenche totalmente o campo de visão do detector, que a distância do emissor ao detector é bem maior que a área do detector, que há um alinhamento entre emissor e detector ficando ambos perpendiculares à normal entre eles, que a resposta espectral do detector é plana nos comprimentos de onda de interesse e que para os sensores NDIR, onde o importante é a relação entre dois sinais em comprimentos de onda diferentes, pode se considerar a emissividade unitária, então o fluxo efetivo Φ_{eff} pode ser dado por (WYATT, 1987):

$$\Phi_{eff} = \frac{\tau A_t A_d}{D^2} L \text{ em watts} \quad (4)$$

sendo: $\tau = \tau_p \times \tau_e$ é a transmitância do caminho ótico;

A_t a área no campo de visão do detector;

A_d a área ativa do detector;

D a distância entre fonte e detector;

L a radiância, relação entre o fluxo e o produto da área e o ângulo sólido, quando a área é reduzida a um ponto e o ângulo sólido é reduzido a uma direção específica, podendo ser dada por:

$$L = \frac{\varepsilon \sigma}{\pi} T^4 \quad (5)$$

em $\text{W/cm}^2\text{sr}$, onde ε é a emissividade, considerada 1 para os presentes cálculos, σ é a constante de Stefan-Boltzman = $5,6703 \times 10^{-12} \text{ W/cm}^2\text{K}^4$ e T a temperatura em Kelvin. Esta temperatura é a da fonte emissora se o detector estiver a zero Kelvin ou é a diferença entre as temperaturas da fonte e do detector, na quarta potência ($T_f^4 - T_d^4$).

De forma similar deve-se considerar o NEF, que relaciona o fluxo efetivo com a relação sinal/ruído. Sendo o fluxo dado em watts, o mais correto seria usar o termo NEP (noise equivalent power) para relacionar o fluxo efetivo com a relação SR. Usando-se ainda a definição da responsividade $R(\lambda)$ como:

$$R(\lambda) = V_s / \Phi_{\text{eff}}(\lambda), \quad (6)$$

onde V_s é o sinal de saída do detector, pode-se escrever que:

$$NEP = \frac{\Phi_{\text{eff}}}{SNR} = \frac{\Phi_{\text{eff}}}{V_s / V_n} = \frac{V_n}{R(\lambda)} \quad (7),$$

onde V_s/V_n é relação sinal ruído e V_s/Φ_{eff} é a responsividade. A magnitude do NEP expressa nesta forma é dependente da largura de banda da medição da tensão de ruído. Para o caso especial onde a tensão de ruído ao quadrado é proporcional à área do detector, como nas termopilhas e em outros detectores, e também proporcional à largura banda, como é o caso do ruído branco, o termo mais adequado de usar é a detectividade $D^*(\lambda)$, expressa por:

$$D^*(\lambda) = \sqrt{A_d \Delta f} / NEP \text{ dada em cmHz}^{1/2} / \text{W} \quad (8)$$

A detectividade é o NEP normalizado para a área do detector e para a largura de banda. Os fabricantes fornecem a responsividade R e a detectividade D^* de seus detectores para se calcular o sinal que eles podem fornecer quando expostos a uma determinada radiação.

Combinando-se (6) e (8) acima tem-se que:

$$D^*(\lambda) = \frac{R(\lambda) \sqrt{A_d \Delta f}}{V_n} \quad (9)$$

Assim pode ser averiguado o sinal do detector usando a equação (6), isolando $V_s = R(\lambda) \Phi_{\text{eff}}(\lambda)$. Na escolha do tipo de detector deve ser levado em consideração não apenas a área do detector, que aparentemente quanto maior, melhor, mas principalmente sua sensibilidade expressa pela detectividade D^* , conforme (9) acima. O aumento da área do

detector efetivamente permite coletar maior potência, porém está associado a um aumento na resistência do detector, o que acarreta maior ruído e conseqüentemente piora a relação SNR. O uso de D^* permite a comparação entre detectores de diferentes áreas e diferentes tecnologias, pois está normalizada para área e para banda de interesse.

Efetivamente então, para a configuração aqui proposta, considerando que o detector não está em zero Kelvin, deve ser usado (5) com o termo ΔT^4 , ou seja:

$$L = \frac{\varepsilon\sigma}{\pi}(T_f^4 - T_d^4)$$

Considerando ε unitário para sensores NDIR, como exposto acima, tem-se:

$$L = \frac{1 \times 5,6703 \times 10^{-12}}{\pi}(T_f^4 - T_d^4) = 1,8049 \times 10^{-12}(T_f^4 - T_d^4)$$

Para o fluxo efetivo tem-se que:

$$\Phi_{eff} = \frac{\tau A_s A_d}{D} L$$

onde é necessário selecionar o detector para saber sua área A_d , definir a distância entre fonte e detector (D), o que define também a área da fonte que será visível ao detector A_s , verificar ou arbitrar a transmitância do caminho ótico e por fim multiplicar pelo fluxo efetivo calculado acima. Outro fator que afeta o cálculo do fluxo efetivo está ligado às reflexões da radiação do emissor nas paredes do tubo que interliga e alinha o detector e o emissor. Frank mostra, num cálculo parcial (FRANK, 2001), que o fluxo direto é bem menor que o somatório dos fluxos refletidos nas paredes, fato que abordou em sua tese de doutoramento na Technical University of Ilmenau, Alemanha. De qualquer modo o cálculo detalhado do fluxo efetivo é algo complexo e fora do escopo do trabalho, sendo somente trazido para mostrar como é o processo para trabalhos futuros neste campo.

Para definir a concentração máxima do gás a ser detectada e a sensibilidade do sensor deve-se calcular a absorção da radiação pelo CO_2 . Com o caminho ótico contendo um gás tipo nitrogênio, não há absorção alguma nos comprimentos de onda aplicados e toda radiação pode

chegar ao detector, se considerarmos a transmitância unitária. Com a presença de ar fresco, com CO₂ em torno de 330 ppm, há uma certa absorção e a radiação que chega ao detector é menor que em presença do nitrogênio. Esta absorção é a mínima que se considera num sensor de CO₂ para ar ambiente e permite obter o maior sinal do detector, pelo maior fluxo efetivo disponível. Ao aumentar a concentração de CO₂, o fluxo efetivo e o sinal do detector caem de forma proporcional. O nível mínimo de sinal é que dita o limite máximo de concentração de CO₂ que poderá ser detectado, estando diretamente relacionado com o ruído do ambiente, do detector e da eletrônica de condicionamento.

Para o cálculo da absorção usa-se a lei de Beer, que nos diz que a intensidade de uma radiação decai com a distância da fonte emissora de forma exponencial, que pode ser calculada por:

$$I(D) = I_0 \cdot e^{-kD}, \quad (10)$$

onde $I(D)$ é a intensidade da radiação na distância D da fonte,

I_0 é a intensidade da radiação emitida pela fonte,

k é o coeficiente de absorção do meio entre o emissor e o detector.

O coeficiente de absorção k é calculado pela seção de choque de cada molécula e pelo número de moléculas no caminho ótico. A seção de choque, S , é definida por uma aproximação que considera a molécula como um disco opaco, cuja área da seção atravessada pela radiação representa a área efetiva vista por um fóton de frequência w . Se esta frequência da radiação estiver longe da ressonância da estrutura atômica da molécula, a área tende a zero. Se w for próxima da ressonância, o campo elétrico da onda emitida pela fonte de infravermelho interage com o dipolo da molécula, e parte da radiação é então absorvida pelas transições entre níveis de energia eletrônicos, vibracionais e rotacionais da molécula. Na frequência de ressonância S é máxima.

Desta forma calcula-se o coeficiente de absorção por

$$k = S.n, \quad (11) \quad \text{onde}$$

S é a secção de choque de absorção de cada molécula,

n é a densidade de moléculas, isto é, o número de moléculas por unidade de volume.

n pode ser obtido da lei dos gases ideais e pode se mostrar que é dado por $n=P/KT$, onde P é a pressão total, T a temperatura em graus Kelvin e $K = 1,38 \times 10^{-23}$ J/Kelvin é a constante de Boltzmann. Esta relação é válida mesmo para uma mistura de gases, como é o caso da atmosfera. Supondo pressão atmosférica ($P=101325$ N/m²) e uma temperatura de 300 K, obtém-se uma densidade de moléculas de:

$$n = \frac{101325}{1,38 \times 10^{-23} \times 300} = 2,447 \times 10^{25} \text{ moléculas/m}^3 = 2,447 \times 10^{19} \text{ moléculas/cm}^3$$

Considerando agora uma concentração de CO₂ de 300 ppm, valor médio para ar fresco, isto corresponde a $7,341 \times 10^{15}$ moléculas de CO₂/cm³. Tomando-se dados medidos por espectroscopia (GOLDMEER, 2000), tem-se para a secção de choque de absorção do CO₂ a 4,27 μm o valor de $1,2 \times 10^{-17}$ cm². Deste valor se obtém para o coeficiente de absorção a ser usado na lei de Beer o valor de

$$k = 7,341 \times 10^{15} \times 1,2 \times 10^{-17} = 0,088 \text{ cm}^{-1}.$$

Isto quer dizer que, para esta concentração (300 ppm) a intensidade da irradiação decai do seu valor inicial I_0 para $\frac{1}{e} \times I_0 = 0,3678 I_0$ ao se propagar por 11,35 cm. Se usarmos D = 5,5 cm, a intensidade cai para $0,616 I_0$.

Para D = 11,35 cm e com concentração de 2000 ppm, $I(L)/ I_0 = 1/ e^{6,665}$, ou seja, a radiação que chega no final do caminho ótico é apenas $1,27 \times 10^{-3}$ da radiação total emitida em 4,27 μm.

Da mesma forma, para o mesmo D, se a concentração do CO₂ for de 3000 ppm tem-se $k = 7,341 \times 10^{16} \times 1,2 \times 10^{-17} = 0,88092 \text{ cm}^{-1}$, então $kL = 0,88092 \times 11,35 = 9,998$, o que leva a

queda na radiação de $I(L)/I_0 = 1/e^{9,998} = 4,549 \times 10^{-5}$, ou seja, apenas 45,49 ppm da radiação emitida chega ao detector, tornando o processo de detecção bem mais complexo.

A figura 9 ilustra o decaimento da intensidade do sinal do detector com o aumento da concentração do gás no caminho óptico. Para tal estudo foi utilizada uma fonte capaz de gerar um fluxo efetivo $I_0 = 50 \mu\text{W}$ no detector quando o meio estiver isento de CO_2 , uma distância $D = 55 \text{ mm}$ e um detector com responsividade de 30 V/W , sendo variada a concentração de CO_2 entre 300 e 2000 ppm. Vale salientar que um fluxo efetivo de $50 \mu\text{W}$ é substancial, pois segundo estudos de (FRANK, 2001) uma fonte que emite 4 mW em $4.27 \mu\text{m}$, num comprimento óptico de 70 mm consegue gerar um fluxo efetivo de apenas $55 \mu\text{W}$ num detector de 1 mm^2 de área.

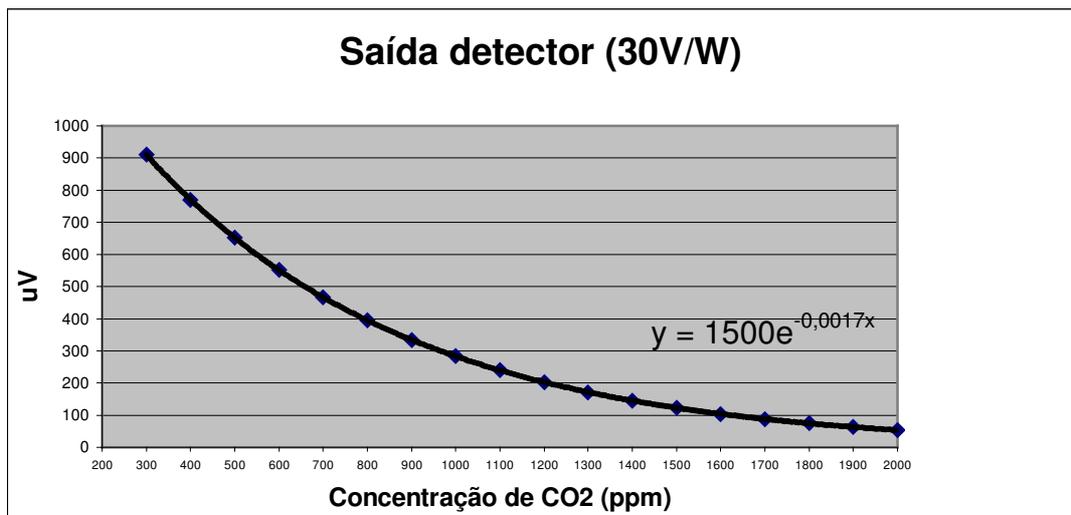


Figura 9 – Simulação do sinal de um detector em função da concentração de CO_2

Interpretando a lei de Beer, pode-se concluir que há um compromisso entre o comprimento óptico e a quantidade de moléculas neste comprimento. Um comprimento menor implica em menor queda na radiação que chega ao detector, permitindo obter um sinal elétrico maior. Em contrapartida isto implica em menor número de moléculas que serão

atingidas pela radiação, causando uma menor variação do sinal quando varia a concentração do CO₂ no ambiente.

Até aqui se apresentou a parte relativa ao fluxo efetivo Φ_{eff} . Voltando à equação básica dos sistemas eletro-óticos (2), deve ser considerada a parte relativa ao ruído. O ruído está sempre presente nos circuitos eletrônicos, podendo ser apenas minimizado, mas não evitado completamente. O ruído, em geral, é o fator limitante para se perceber pequenas variações nos sinais de interesse, afetando desta forma a resolução dos sensores. O objetivo nos projetos de condicionadores de sinal é que estes não sejam os limitantes na resolução dos sensores e sim o ruído inerente do transdutor ou detector. Além da interferência, que é um tipo de ruído, cita-se três tipos básicos de ruído: o térmico, também dito ruído Johnson ou Nyquist, o ruído de balístico (*shot noise*) e o ruído de baixa frequência (1/f), também chamado de ruído *flicker*.

O modelo utilizado para o dimensionamento do sensor inclui o ruído inerente do detector e o ruído do condicionador de sinais. (BIELECKI, 1999, 2000 e 2002) apresentou estudos a respeito da otimização da relação sinal ruído em detectores de radiação e sobre amplificadores operando com vários detectores fotovoltaicos e fotocondutivos, porém não cita os detectores térmicos, como as termopilhas. Já em (MATOVA, 2001) estudaram-se aspectos de relação SNR em sensores integrados baseados em termopilhas com amplificadores tipo chopper. Este trabalho apresenta o estudo em relação a amplificadores tipo auto-zero e chopper combinados em um só circuito.

Ao analisar o ruído no sensor aqui descrito, foi usado o modelo desenvolvido por Pallás-Areny e Webster (PALLÁS-ARENY,1999), adaptando-o para o circuito proposto. Como sensores NDIR operam com níveis de sinal extremamente baixos e os detectores de infravermelho apresentam resistência interna elevada, a configuração de circuito escolhida foi a de amplificador não inversor. Este amplificador pode ser modelado como um amplificador ideal, sem ruído, uma tensão de ruído e uma corrente de ruído, representados por e_{r_amp} e i_{r_amp}

na figura abaixo, onde é e_{r_amp} a tensão de ruído RMS equivalente com a entrada em curto circuito e i_{r_amp} é corrente de ruído RMS equivalente com a entrada em circuito aberto.

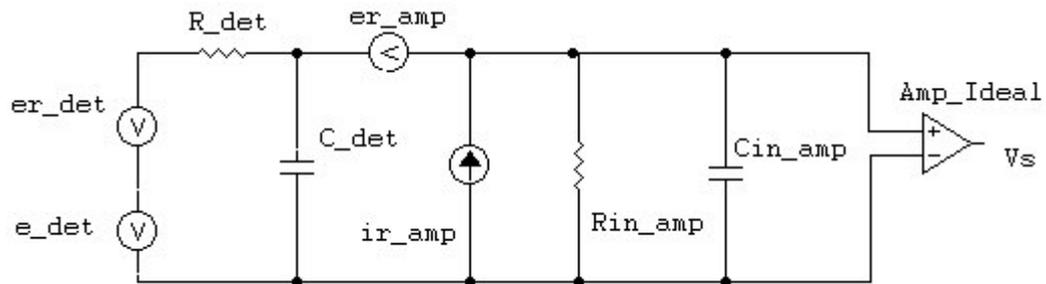


Figura 10 – Modelo geral para análise de ruído

Além destes componentes, o amplificador apresenta uma resistência e uma capacitância de entrada, R_{in_amp} e C_{in_amp} . O detector igualmente pode ser modelado como uma fonte de tensão do sinal a ser amplificado, $e_{_det}$, associado a uma fonte de tensão de ruído e_{r_det} e um capacitor $C_{_det}$, representando a sua constante de tempo. Isto completa o modelo do circuito para análise de ruído.

Como os capacitores estão em paralelo com a fonte e os componentes reativos não são fontes de ruído, podem ser eliminados do circuito, reduzindo-o ao mostrado abaixo:

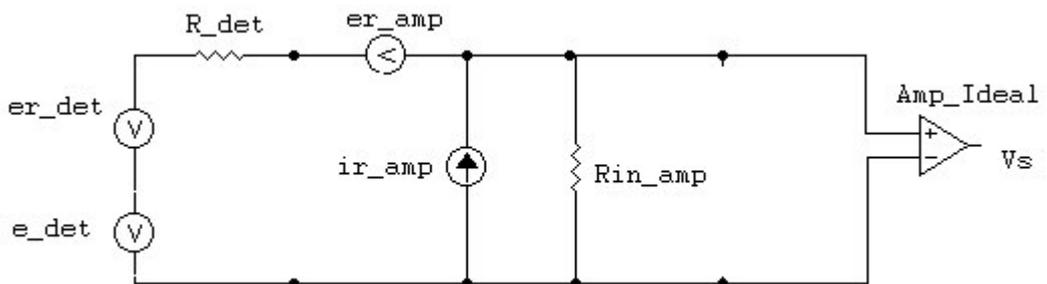


Figura 11 – Modelo simplificado para análise de ruído

Para cálculo do ruído pode-se usar o ruído equivalente na entrada e_{re} ou o ruído na saída do amplificador e_{rs} . A análise do ruído diz que, quando houver mais de uma fonte de ruído, se não houver correlação entre elas, como acontece na maioria dos casos, somam-se as contribuições individuais das potências do ruído e não das tensões e correntes. Isto pode ser representado por:

$$e_{re}^2 = e_{r_det}^2 + e_{r_amp}^2 + i_{r_amp}^2 R_{det}^2 \quad (12)$$

ou transformando a fonte de corrente numa de tensão, como mostra a figura 12 abaixo:

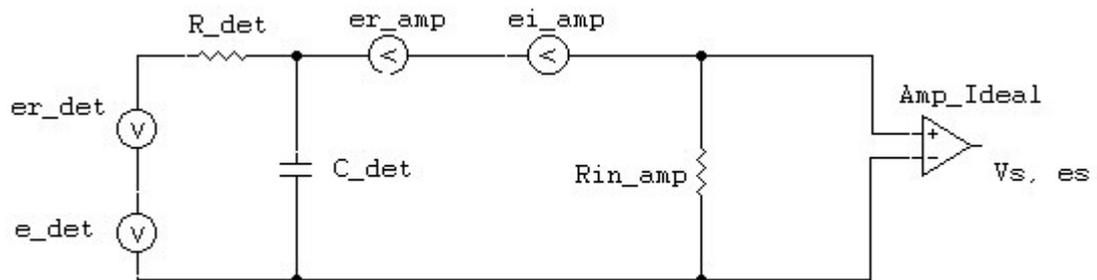


Figura 12 – Modelo utilizado para análise de ruído

De onde tira-se que:

$$e_{rs}^2 = (e_{r_det}^2 + e_{r_amp}^2 + e_{i_amp}^2) A^2 G(f)^2,$$

onde A é atenuação causada pelo divisor entre R_{det} e $R_{in_amp} = \frac{R_{in_amp}}{R_{det} + R_{in_amp}}$ e $G(f)$ é

o ganho do amplificador. O ruído na saída também pode ser expresso por:

$$e_{rs}^2 = (e_{r_det}^2 + e_{r_amp}^2) A^2 G(f)^2 + i_{r_amp}^2 (R_{det} \parallel R_{in_amp})^2 G(f)^2$$

Como se trabalha com amplificadores de elevada resistência de entrada, da ordem de $G\Omega$, valor muito superior à resistência dos detectores usuais, a atenuação pode ser desconsiderada, pois tende a 1. Já considerando o ganho dos amplificadores não inversores $1 + R_f/R_{in}$, pode se calcular o ruído na saída por:

$$e_{rs}^2 = \left(1 + \frac{R_f}{R_{in}}\right)^2 (e_{r_det}^2 + e_{r_amp}^2 + i_{r_amp}^2 R_{det}^2) + \left(\frac{R_f}{R_{in}}\right)^2 e_{r_Rin}^2 + e_{r_{Rf}}^2 + i_{r_amp}^2 R_f^2 \quad (13)$$

Com este cálculo pode ser avaliado o total de ruído na saída do amplificador do sinal do detector, e_{rs} , e compará-lo com o sinal desejado $V_{det}^2 \times G(f)^2$ para obter a relação S/R ou

usando-se a tensão do detector na entrada do amplificador e o ruído referido também à entrada:

$$S / R = \frac{V_{\text{det}}^2}{e_{rs}^2} \quad (14)$$

Também desta forma se pode avaliar a contribuição para o ruído total das diversas fontes de ruído e buscar alternativas para sua minimização.

4 PROJETO E CONSTRUÇÃO DO SENSOR DE CO₂

Neste capítulo é abordado o projeto do sensor desenvolvido no presente trabalho, que é um sensor de CO₂ baseado na técnica NDIR, do tipo SBDW. Dá-se ênfase ao processo de seleção da fonte emissora e do detector de infravermelho, do comprimento óptico adequado para este conjunto e do condicionador de sinais para o sinal do detector e para controle da fonte IV, sempre tendo em mente o objetivo geral de baixo custo.

O sensor desenvolvido neste trabalho foi dividido em dois blocos: um analógico e outro digital. O bloco analógico constitui a parte principal do sensor, onde se encontram a fonte de infravermelho, o detector e o condicionador de sinais. O bloco digital é integrado basicamente por um microcontrolador, um mostrador de cristal líquido e uma interface serial RS-232. Este bloco faz a calibração do sensor por software e também permite a interface com outros dispositivos de controle.

Optou-se por implementar cada bloco do sensor em uma placa de circuito impresso diferente, visando maior flexibilidade e maior separação entre sinais digitais e analógicos, tendo em vista o baixo nível de sinais envolvidos nos estágios iniciais da parte analógica. Esta implementação em duas placas também oferece maior flexibilidade para futuros desenvolvimentos, como, por exemplo, a atualização da parte digital independente da parte analógica e a possível interface da parte analógica do sensor com outros processadores e sistemas de monitoramento, bastando alimentar a placa analógica com 5V e terra, alimentar a fonte de infravermelho com 9V chaveados com temporização adequada e aplicar os sinais analógicos onde se possa implementar o algoritmo de transformação dos valores lidos em valores de concentração.

A Figura 13 abaixo ilustra o diagrama em blocos do sensor implementado:

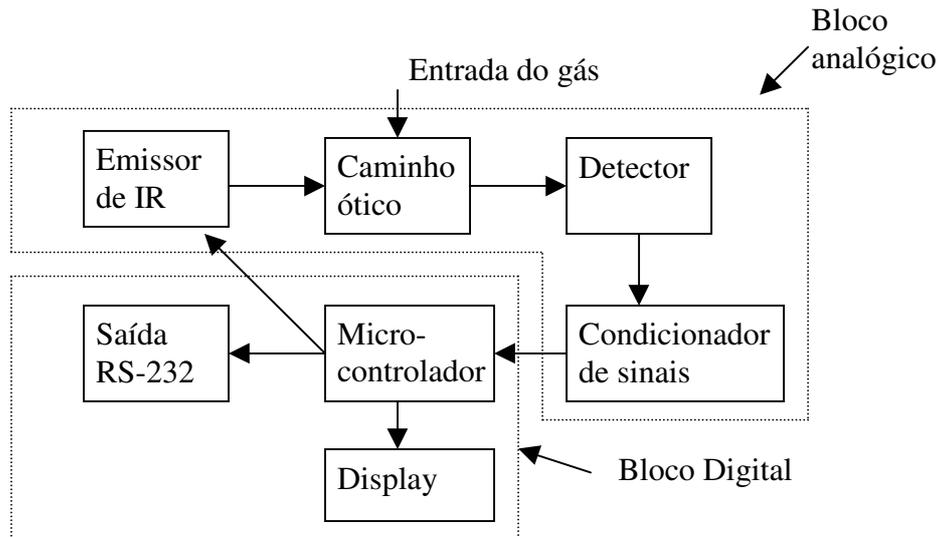


Figura 13 – Diagrama em blocos do sensor implementado

4.1 DESENVOLVIMENTO DO BLOCO ANALÓGICO

O bloco analógico caracteriza fundamentalmente o sensor proposto e contém a fonte de infravermelho, o detector e o condicionador de sinais. Seu desenvolvimento foi objeto de diversas etapas, abaixo descritas.

4.1.1 Seleção do Emissor e do Detector

A primeira etapa foi a seleção de emissores e detectores disponíveis comercialmente no mercado global. Como citado no capítulo 2, buscou-se por emissores de estado sólido, que são o estado da arte neste campo, especificamente os LEDs ternários e quaternários. Encontrou-se na Rússia um pólo de desenvolvimento deste tipo de LEDs, na faixa de 4,2 μm , e, com várias publicações recentes (KIZHAYEV, 2002; VURGAFTMAN, 2002; MATVEEV, 2002; REMENNYI, 2003; YAKOVLEV, 2003). Em termos de produtos comerciais, também são os russos que detém os produtos mais avançados, fato constatado após extensa análise e contatos com fabricantes e distribuidores. Em função disto foi selecionado um LED ternário, modelo LED42-60 em HgTeCd, de 4,2 μm , da empresa RMT

que possui, segundo dados do fabricante, a melhor emissão de potência neste comprimento de onda. Veja-se no Anexo A as especificações técnicas do LED42-60.

Como detector também se optou por um de estado sólido, do tipo fotoresistor da mesma empresa, que comercializa pares casados de emissores e detectores, chamados de pares óticos. Foi testado o par ótico 4239, composto do LED LED42-60 e de um detector fotoresistivo duplo PRM1-4239-25-200, com filtro ótico nos comprimentos de onda de 3,9 μm e 4,2 μm . O comprimento de onda de 3,9 μm tem sido utilizado em sensores de gás como CO, CO₂ e outros, para o sinal de referência em configurações SDDW e DBDW por não existirem na atmosfera moléculas que tenham absorção neste comprimento de onda. Veja-se no Anexo B as especificações técnicas do detector PRM1-4239-25-200.

Os ensaios com estes componentes apresentaram problemas, mesmo com a implementação de diversas configurações de circuito condicionador. Depois de vários contatos com o fabricante tentando obter dados mais confiáveis sobre os circuitos e condições de teste, sem sucesso, tentou-se avaliar os componentes isoladamente. Isto não foi possível, por não haver localmente equipamento disponível para fazer o diagrama radiação x comprimento de onda na faixa de 3 a 4 μm . Tampouco fontes confiáveis e de emissão conhecida para teste do detector foram obtidas. Como não se poderia ter certeza da correta operação tanto do emissor quanto do detector, resolveu-se buscar outras alternativas.

A próxima opção foi então a seleção de outro detector. Como os fotoresistores para uso na faixa do médio infravermelho operam bem em temperaturas criogênicas e praticamente os únicos que afirmam ter boa resposta em temperatura ambiente são os da empresa RMT, optou-se por trabalhar com outro tipo de detector. As opções limitam-se então aos detectores térmicos. Como exposto no capítulo 2, dentre os térmicos as opções mais adequadas em termos de custo/benefício são as termopilhas ou os detectores piroelétricos, pois os

bolômetros implicam em construção de câmara termicamente isolada, tornando seu custo elevado.

Estudou-se a opção de uso de detectores de banda larga, pensando no uso dos detectores piroelétricos de baixo custo, similares aos usados nos sensores de presença de alarmes residenciais. O uso deste tipo de detector implica em obter fonte emissora de banda estreita ou emissor de banda larga com filtro ótico de banda estreita entre emissor e detector. Testou-se o emissor LED 42-60 com um detector piroelétrico do tipo supracitado e novamente não se teve sucesso. Com outra fonte, tipo lâmpada incandescente, obteve-se resposta do detector, mostrando que, ou o LED42-60 não emite na faixa de resposta do detector, ou sua emissão é muito pequena, não gerando resposta do detector. O problema desta configuração com lâmpada, é que o emissor e o detector são de banda larga, não permitindo a detecção da concentração de CO₂.

Partiu-se então na busca de filtros óticos de banda estreita em torno de 4,2 e 3,9 μm para colocar no caminho ótico. Após meses de buscas e contatos, a melhor opção encontrada foi da empresa OCLI - Optical Coating Laboratory, Inc. que enviou uma cotação para os filtros desejados, porém com a exigência de quantidade mínima de 1200 peças, a US\$ 8.40 a unidade, o que tornou inviável esta opção. Outros fabricantes orçaram filtros entre 20 e 180 dólares. Nenhum dispunha de amostras para testes.

Com o esgotamento da opção de filtros óticos avulsos, restou a busca por emissores e/ou detectores de banda estreita, seja por sua construção ou pela incorporação de filtros óticos no seu encapsulamento. Os emissores disponíveis comercialmente limitam-se a lâmpadas de filamento especiais ou LEDs semelhantes ao tipo já testado. As lâmpadas têm emissão em banda larga e os LEDs podem emitir em banda relativamente estreita, mas ainda não com a seletividade necessária. Esta análise evidencia que, desde os dados de (SMITH,

1997), apesar da evolução dos emissores de estado sólido, seu desempenho ainda é inferior aos emissores tradicionais. Portanto optou-se por usar um emissor de lâmpada de filamento.

Entre as lâmpadas de filamento tem-se o problema do seu invólucro de vidro atuar como filtro para emissões na faixa desejada do infravermelho. Existem lâmpadas especiais para infravermelho, que tentam minimizar este efeito, usando janelas de safira na frente do filamento e obtendo respostas conforme ilustra a Figura 13 a seguir. Os maiores fabricantes mundiais deste tipo de lâmpadas são a Gilway Technical Lamps e a Carley Lamps. O problema destas lâmpadas é seu alto custo, em torno de US\$ 25.00 a unidade, para quantidades acima de 1000 peças, rivalizando em preços aos LEDS mais avançados, porém ainda tendo uma emissão em infravermelho superior. Como esta faixa de preço é inviável para os objetivos aqui propostos, buscou-se outra opção, a de testar lâmpadas comuns, mas com invólucro de pequena espessura, de forma que o efeito de filtro na radiação desejada de 4,27 μm seja reduzido, permitindo a emissão de radiação em intensidade suficiente para excitar detectores comerciais.

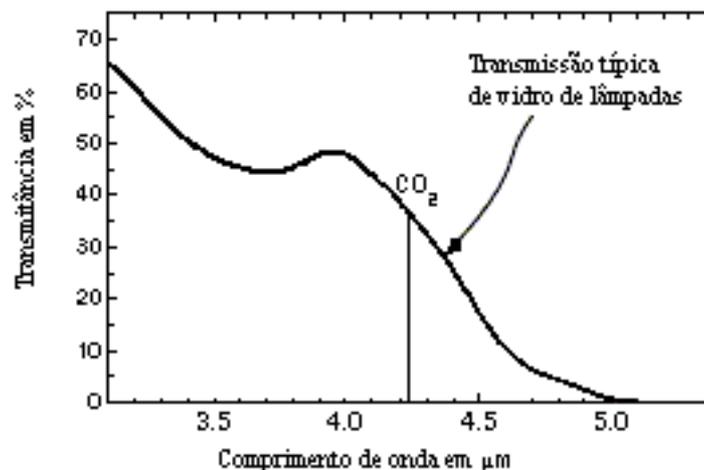


Figura 14 – Transmissão típica de vidros de lâmpadas para infravermelho

Efetivamente as lâmpadas miniatura encontradas no comércio local mostraram poder ser utilizadas para este fim. Para minimizar o problema da limitada vida útil destas lâmpadas, optou-se por trabalhar com tensão de alimentação reduzida, aplicando 9 V em lâmpadas de tensão nominal 12V. Dados de (RYER, 1998) mostram que uma redução de 15% na tensão de alimentação de lâmpadas incandescentes permite um aumento na sua vida útil de 800%. Extrapolando os dados de (RYER, 1998) para uma redução de 25% na tensão de alimentação, como foi aplicada aqui, projeta-se um aumento de 1300% na vida útil das lâmpadas, fato corroborado pela experiência com duas lâmpadas que operaram de forma ininterrupta por mais 4000 horas sem falhas durante os ensaios de desenvolvimento. Assim foi definido o emissor do sensor com sendo lâmpadas miniatura, tamanho T1, diâmetro de 3,18 mm, comprimento de 6,35 mm, tensão nominal 12V, corrente nominal 80 mA, vida útil de 20000 horas, intensidade luminosa de 0,23 MSCP (Mean Spherical Candle Power), como, por exemplo, as lâmpadas modelo BS4-120080C da empresa Big Sun.

Tendo definido o emissor a ser utilizado, que é de banda larga, passou-se então à seleção dos detectores, que devem ser de banda estreita. Os piroelétricos têm se destacado ultimamente por sua sensibilidade, sua resposta rápida, e estão disponíveis em versões de baixo custo, como as usadas nos alarmes residenciais. Porém versões de detectores piroelétricos com filtros de banda estreita para o médio infravermelho incorporados têm custo muito alto para os objetivos deste projeto, ficando as melhores opções acima de 200 dólares para quantidades acima de 100 peças. A opção recai sobre as termopilhas. Existem efetivamente no mercado termopilhas fabricadas com material semicondutor, notadamente as formadas por junções de polisilício e metal, que têm filtros óticos de banda estreita acoplados e que são de custo relativamente baixo, tendo ainda resposta e detectividade aceitáveis.

Após pesquisa no mercado global para escolha da termopilha, apesar da crescente utilização das mesmas em aplicações de medição remota de temperatura, o fato da

necessidade de possuir filtros óticos integrados limitou a pesquisa à praticamente dois fabricantes: a Perkin-Elmer da Alemanha e a Dexter Research dos Estados Unidos. A Perkin-Elmer produz, além das termopilhas, vários produtos e instrumentos que as utilizam e já englobam condicionamento de sinal. Talvez por este fato, esta empresa não se mostrou interessada no fornecimento de termopilhas para o desenvolvimento do sensor aqui proposto. A Dexter, por outro lado, aceitou fornecer as peças. Dentre os vários modelos fabricados por eles, selecionou-se o modelo ST60R Dual que compreende duas termopilhas encapsuladas conjuntamente em formato TO-5. Cada termopilha tem um filtro ótico incorporado no encapsulamento e é composta com 80 termopares, tendo área de detecção de 0,67 x 0,67 mm, com uma detectividade típica de $D^* = 1 \times 10^8 \text{ cm} / \sqrt{\frac{\text{Hz}}{\text{W}}}$, responsividade típica de 48,9 V/W e resistência típica de 50 K Ω . Os filtros óticos são de 4,27 μm com FWHPBW de 0,19 μm e de 3,9 μm com FWHPBW de 0,2 μm . Outros dados deste componente estão no Anexo C – Especificações técnicas da termopilha ST60R Dual.

4.1.2 Cálculo do Fluxo Efetivo e do Caminho Ótico

Como não se dispõe dos dados de emissão da fonte de IV nem de equipamentos adequados para tal, foi realizado um estudo da responsividade do detector a partir dos dados da variação na temperatura da fonte para cálculo da radiância (5) e do fluxo efetivo (4) que chega ao detector quando o caminho ótico estiver com ar ambiente, que é o melhor caso. Ao aumentar a concentração de CO₂, o fluxo efetivo cai e o sinal do detector também de forma proporcional.

Os estudos realizados nesta etapa foram os seguintes:

Para a radiância, como o emissor não está em zero Kelvin, deve-se usar (5) com o termo ΔT^4 , ou seja:

$$L = \frac{\varepsilon\sigma}{\pi}(T_f^4 - T_d^4)$$

Arbitrando-se ε unitário para sensores NDIR, como exposto no capítulo 2, tem-se que:

$$L = \frac{1 \times 5,6703 \times 10^{-12}}{\pi}(T_f^4 - T_d^4) \text{ ou}$$

$$L = 1,8049 \times 10^{-12}(T_f^4 - T_d^4) \text{ em W/cm}^2\text{sr}$$

Para o fluxo efetivo usa-se (4):

$$\Phi_{eff} = \frac{\tau A_t A_d}{D^2} L$$

onde τ é a transmitância, que engloba tanto a transmitância do caminho ótico τ_p como a eficiência ótica τ_e , A_d , é a área do detector selecionado, e é preciso definir a distância entre fonte e detector (D), o que define também a área da fonte que será visível ao detector A_t , e por fim multiplicar pelo fluxo efetivo calculado.

O detector selecionado tem $A_d = 0,67 \times 0,67 \text{ mm} = 4,489 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$. Combinando-se (4) e (5) tem-se:

$$\Phi_{eff} = \frac{\tau \times 4,489 \times 10^{-3} A_t}{D^2} \times 1,8049 \times 10^{-12}(T_f^4 - T_d^4) \quad (15)$$

Já para definir a área visível ao detector usa-se o método gráfico baseado na igualdade de triângulos, como mostra a Figura 15 a seguir:

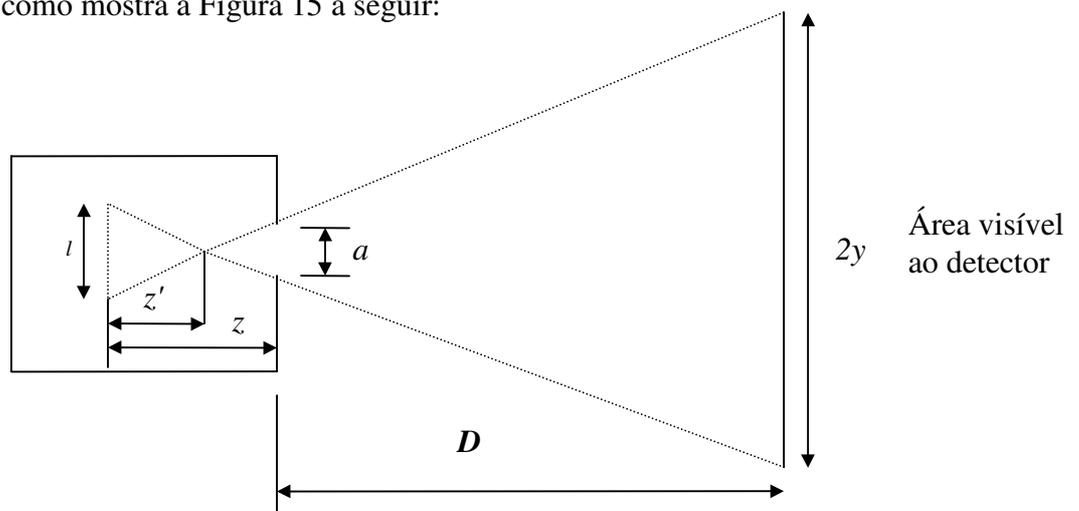


Figura 15 – Modelo para cálculo da área visível ao detector

Onde: a = abertura do encapsulamento do detector; l = área ativa do detector; D = distância entre detector e fonte emissora; $2y$ = área visível ao detector; z = distância entre área ativa e abertura do encapsulamento. Nesta figura tem-se que:

$$\frac{2y}{D + z - z'} = \frac{a}{z - z'}$$

ou:

$$2y = a + \frac{Da}{z - z'}$$

também por triangulação:

$$\frac{a}{z - z'} = \frac{l}{z'}$$

ou

$$z - z' = z \frac{a}{a + l}$$

de onde:

$$2y = a + D \frac{(a + l)}{z} \quad (16)$$

Usando-se os dados da termopilha ST60R Dual tem-se:

$$2y = 1,1684 + D \frac{(1,1684 + 0,67)}{2,1082}$$

ou:

$$2y = 1,1684 + 0,872D \quad (17)$$

Esta equação nos diz, para cada distância da fonte ao detector, D , qual a área visível ao detector, dada pelo círculo com diâmetro $2y$. Pesquisando outros autores não encontrou-se um valor ótimo para o comprimento ótico D , pois isto depende da radiância da fonte e da sensibilidade do detector. (LEE, 2001) fala em 20 cm, (MATVEEV, 1997) fala em 5 cm num módulo integrado, (FERBER, 2001) usa 9 cm num sensor opto-acústico enquanto (WOLFF, 2003) usa 3,5 cm, num sensor do mesmo tipo. (FRANK, 2001) usa 7 cm. (GOLDMEER, 2001) usa 35,5 cm.

Levantamentos experimentais de dados de resposta da termopilha às lâmpadas de filamento comerciais só podem ser efetuados depois de amplificado o sinal, pois o nível de sinal da saída é muito baixo, mesmo com responsividade de 50V/W. Desta forma se procedeu, com amplificação realizada por amplificadores de instrumentação com ganho 1000. Partindo das experiências dos autores supracitados, testou-se distâncias entre 30 e 120 mm, baseando-se nos cálculos pela lei de Beer (10) e em simulações como a mostrada na Figura 9. A comparação foi estabelecida entre o sinal do amplificador com e sem a lâmpada ligada, observando-se a diferença e também a derivação (drift) do sinal por efeito térmico causado pelo aquecimento do detector pela lâmpada. Estes testes revelaram que as fontes disponíveis (foram testados 4 modelos de lâmpadas) obtiveram melhor combinação de resultado entre diferença maior com menor deriva térmica usando-se distância de 55 mm entre fonte e detector. Esta distância permite também que haja um decaimento considerável no sinal do emissor com a variação da concentração do gás no caminho ótico, como bem ilustra a Figura 9. A opção final então foi a de usar a distância ótica da 55 mm.

Voltando a (17) com $D=55$ mm, tem-se:

$$2y = 49,13 \text{ mm}$$

Estando a fonte a 55 mm de distância a área visível ao detector é um círculo de diâmetro 49,13 mm. Para que a fonte emissora cubra este campo usa-se, geralmente, duas opções: ou a fonte deve ter mais que 50 mm diâmetro ou é necessário usar espelhos parabólicos para expandir a emissão da fonte até que ela seja maior que 50 mm. Estas duas opções são relativamente inviáveis para este projeto, pois uma fonte com mais de 50 mm de diâmetro fica muito grande, pesada, consome muita potência e além disto é cara. Um espelho parabólico específico para esta aplicação também se torna caro, necessitando um desenvolvimento de engenharia dispendioso em matrizaria. Outra opção é limitar o campo de visão do detector, em vez de aumentar a área do emissor. Esta opção permite solucionar outros dois quesitos: o alinhamento e a manutenção da distância entre emissor e detector.

Optou-se por esta solução, utilizando um tubo de latão polido internamente, encaixado sobre o detector, cobrindo totalmente seu campo de visão e onde o emissor está também inserido. A própria inércia térmica deste tubo minimiza influências de radiações externas. Assim o campo de visão do detector fica restrito à área limitada pelo diâmetro interno do tubo, que é de 8,25 mm.

Com este valor de $A_r = \pi (8,25/2)^2 = 53,45 \text{ mm}^2 = 0,5345 \text{ cm}^2$ e D definido em 5,5 cm, aplicados em (15) tem-se:

$$\Phi_{eff} = \frac{\tau \times 4,489 \times 10^{-3} \times 0,5345}{5,5^2} \times 1,8049 \times 10^{-12} (T_f^4 - T_d^4)$$

ou

$$\Phi_{eff} = 1,4316 \times 10^{-16} \tau (T_f^4 - T_d^4)$$

Para descobrir a temperatura do filamento da lâmpada que vai gerar a radiação desejada, foi usado o método mostrado no experimento Radiação de Corpo Negro do CREFI-Cento de Referência para o Ensino de Física, do Instituto de Física da UFRGS. Neste método parte-se da resistência do filamento a uma temperatura conhecida T_0 , e calcula-se a temperatura usando-se a fórmula:

$$R = R_0 [1 + (a - b\alpha)\Delta T^2 + (b - \alpha)\Delta T] \quad (18)$$

onde

$$a = \frac{A}{1 + BT_0 + AT_0^2}$$

$$b = \frac{2AT_0 + B}{1 + BT_0 + AT_0^2}$$

$\alpha = 1 \times 10^{-6} \text{ m/K}$ é o coeficiente de dilatação do tungstênio

com os coeficientes A e B definidos por:

$$A = -5,34 \times 10^{-7} \text{ e } B = -7,81 \times 10^{-2}$$

Assim:

$$a = \frac{-5,34 \times 10^{-7}}{1 + (-7,81 \times 10^{-2} T_0) + (-5,34 \times 10^{-7}) T_0^2}$$

$$b = \frac{2 \times (-5,34 \times 10^{-7}) T_0 + (-7,81 \times 10^{-2})}{1 + (-7,81 \times 10^{-2} T_0) + (-5,34 \times 10^{-7}) T_0^2}$$

Tomando-se a medida de $25,8 \Omega$ para a resistência do filamento na temperatura $T_0 = 303 \text{ K}$, os coeficientes a e b ficam:

$$a = \frac{-5,34 \times 10^{-7}}{1 + (-23,6643) + (-0,049026)} = 2,351 \times 10^{-8}$$

$$b = \frac{-0,0784236}{22,713738} = 3,4527 \times 10^{-3}$$

Aplicando-se 9 volts na lâmpada, a corrente que circula por ela é de 60 mA, o que implica na resistência do filamento ser de 150Ω . Usando este valor em (18), tem-se:

$$150 = 25,8 \times [1 + (2,351 \times 10^{-8} - 3,4527 \times 10^{-3} \times 1 \times 10^{-6}) \Delta T^2 + (3,4527 \times 10^{-3} - 1 \times 10^{-6}) \Delta T]$$

de onde:

$$\frac{150}{25,8} = [1 + (2,005 \times 10^{-8}) \Delta T^2 + (3,4517 \times 10^{-3}) \Delta T]$$

ou:

$$2,005 \times 10^{-8} \Delta T^2 + 3,4517 \times 10^{-3} \Delta T - 4,814 = 0$$

Extraindo-se as raízes e usando somente a positiva, tem-se que $\Delta T = 1341,4 \text{ K}$ ou seja, o filamento está a 1644 K . Com este valor em (5), considerando o ambiente em 300 K e já

inserindo o valor da constante de Stefan-Boltzman, tem-se para a radiância da fonte emissora de infravermelho:

$$L = 1,8049 \times 10^{-12} (1644^4 - 300^4) = 13,17 \text{ W/cm}^2\text{sr}$$

Como a área do filamento emissor é de aproximadamente $1 \text{ mm} \times 0,15 \text{ mm} = 0,0015 \text{ cm}^2$, a radiância desta superfície, integrando-se em todo hemisfério é, de $L = 19,75 \text{ mW}$. Assim o fluxo efetivo máximo que poderia chegar ao detector é de:

$$\Phi_{eff} = \frac{\tau \times 4,489 \times 10^{-3} \times 0,5345}{5,5^2} \times 19,75 \times 10^{-3}$$

$$\Phi_{eff} = 1,5665 \times 10^{-6} \tau, \text{ em Watts.}$$

Desta fórmula pode se perceber que o nível de sinal obtido será bem pequeno. Mesmo que se obtivesse uma eficiência ótica de 100% e uma transmitância perfeita no caminho ótico, sem haver nenhuma molécula de CO_2 para absorver a radiação, o fluxo efetivo chegando ao detector estaria limitado a $1,56 \mu\text{W}$, gerando uma saída de $76,5 \mu\text{V}$ na termopilha, considerando a responsividade de $48,9 \text{ V/W}$. Como citado no capítulo 3, o trabalho de (FRANK, 2001) indica que apenas uma parte muito pequena da radiação gerada chega efetivamente ao detector. No caso citado por aquele autor, com distância ótica de 7 cm , apenas $1,375 \%$ da radiação da fonte chega efetivamente ao detector. No caso deste trabalho, não se dispõe de instrumentação para medir o fluxo efetivo, mas se pode inferir este valor a partir dos resultados obtidos do sinal da termopilha amplificado. Uma consideração que se pode fazer de imediato é que a transmitância do vidro da lâmpada utilizada, na melhor das hipóteses, pode se igualar à transmitância das lâmpadas especiais para o infravermelho, que ficam próxima de $0,375$ para comprimentos de onda em torno de $4,2 \mu\text{m}$. Só este fato já reduz o fluxo efetivo máximo a $0,58 \mu\text{W}$, levando a saída da termopilha a um valor máximo de $23,8 \mu\text{V}$.

Havendo moléculas de CO_2 entre o emissor e o detector, parte da radiação será absorvida e o sinal será ainda menor. Para permitir o cálculo do sinal a várias concentrações

diferentes de CO₂, adaptou-se o cálculo do fluxo efetivo, dividindo-se pelo valor calculado de L = 19.75 mW, ficando então:

$$\Phi_{eff} = 7,9318 \times 10^{-5} \tau L \quad (19)$$

Nesta fórmula pode ser calculado o valor de L para diferentes concentrações, usando a lei de Beer (10). Considerando que esta lei estabelece uma relação entre a intensidade da radiação que entra em um meio e a que sai, no caso presente esta radiação pode ser considerada tanto em termos de radiância L em W/cm²sr, como de irradiância I em W/cm². Desta forma pode se intercambiar o termo intensidade de radiação I(D) para L(D):

$$L(D) = L_0 \cdot e^{-kD}$$

com uma concentração de 330 ppm de CO₂, k = 0,096 e

$$L(5,5)_{330} = L_0 \cdot e^{-0,096 \times 5,5} = L_0 \cdot e^{-0,53295} = 0,5868 L_0$$

Considerando L₀ de 19,75 mW tem-se:

$$L(5,5)_{330} = 11,589 \times 10^{-3} \text{ W e com } \tau_{max} = 0,375,$$

$$\Phi_{eff 330} = 7,9318 \times 10^{-5} \times 0,375 \times 11,589 \times 10^{-3} = 3,447 \times 10^{-7} \text{ W}$$

gerando Vs = 16,85 μV máximo na termopilha

Já para 2000 ppm, k = 0,58728 e

$$L(5,5)_{2000} = L_0 \cdot e^{-0,58728 \times 5,5} = 0,03955 L_0 = 7,8123 \times 10^{-4} \text{ e}$$

$$\Phi_{eff 2000} = 2,323 \times 10^{-8} \text{ W, gerando Vs = 1,13 } \mu\text{V na termopilha.}$$

4.1.3 Desenvolvimento do Condicionador de Sinais

Estes cálculos foram usados no dimensionamento do condicionador de sinais, para definir o ganho necessário e também na seleção do modelo de amplificador para atender aos requisitos de ruído. Para obter um sinal próximo a 5V na saída do condicionador para a condição de ar fresco, com 300 ppm de CO₂, partindo dos 13,96 μV é necessário dar um ganho de 4,8 V / 13,96 μV ≅ 284000. Isto implica em pelo menos dois estágios de

amplificação, um inicial que foi pensado em usar com amplificador de instrumentação com ganho 1000 e outro com ganho 284. Lembrando que, como o sensor é do tipo SBDW, são necessários dois canais para amplificar os dois comprimentos de onda, o de medição $4,27 \mu\text{m}$ e o de referência em $3,9 \mu\text{m}$.

Foi desenvolvido um protótipo com amplificadores de instrumentação Burr-Brown INA102, com ganho 1000, com layout cuidadoso em função do nível de sinal ser muito baixo. Este protótipo serviu para averiguar o sinal gerado pela termopilha e para definir a melhor distância entre emissor e detector, conforme citado acima. Porém o aquecimento gerado pela fonte de infravermelho acabou causando uma deriva térmica no sinal que não se conseguiu compensar de forma satisfatória. Outro fator que ficou evidente nestes ensaios foi a presença significativa do ruído, apesar dos cuidados no projeto da placa. Estes ensaios mostraram também que a melhor frequência de operação para chaveamento da radiação sobre a termopilha em questão, que tem uma constante de tempo de 18 ms, é abaixo de 2 Hz, para garantir uma efetiva estabilização do sinal, de forma a permitir que sejam feitas várias leituras em cada ciclo.

Buscou-se por outras configurações de circuitos com características favoráveis para amplificar esse tipo de sinal. Foi testado um amplificador lock-in desenvolvido no DELET, porém como a frequência de trabalho adequada para as termopilhas é inferior a 2 Hz, este amplificador não se mostrou adequado, pois fica muito difícil conseguir o travamento em frequências tão baixas com este amplificador. O estudo de soluções desenvolvidas por outros autores (BIELECKI, 2000; ENZ, 1996; MATOVA, 2001) apontou para configurações tipo chopper.

Como afirma (ENZ, 1996) o uso de técnicas como estabilização por chopper e autozero permite minimizar as imperfeições dos amplificadores operacionais. A técnica de chopper é conhecida desde os anos 1940 com suas implementações a válvula e chaveamento

mecânico. Atualmente técnicas de fabricação CMOS permitem integrar a parte do chaveamento à parte da amplificação propriamente dita num mesmo chip. Nesta técnica de *chopper*, o sinal a ser amplificado é modulado com uma frequência que evita o ruído $1/f$ característico dos operacionais e demodulado após a amplificação. Usa-se acoplamento AC no sinal de entrada e demodulação síncrona na saída para reconstruir o sinal DC. Desta forma se consegue um *offset* muito baixo, com baixo *drift*, associado a alto ganho, mas com banda de passagem relativamente estreita. Também é necessário filtrar o sinal para remover o *ripple* gerado pelo chaveamento. Os amplificadores ditos estabilizados por *chopper* atuais associam um amplificador *chopper* convencional, para estabilizar e minimizar as imperfeições do operacional, a outro amplificador convencional, de banda larga, obtendo desta forma maior banda. A limitação destes amplificadores é somente poderem ser usados em configuração inversora, pois o amplificador estabilizador é ligado à entrada não-inversora do amplificador de banda larga.

Já a técnica de autozero usa amostragem e consiste em usar pelo menos dois amplificadores, um para amplificar o sinal e outro para corrigir os erros do primeiro. Durante uma fase do processo ocorre a amplificação e durante a outra a correção. Na fase de correção o amplificador é desconectado do sinal de entrada e as tensões de *offset* e de ruído são amostradas e armazenadas, via um *sample and hold*, se a correção for analógica ou via um registrador se for digital, gerando um sinal de correção no amplificador que praticamente zera o *offset*. Na fase de amplificação, o amplificador volta a ser ligado ao sinal de entrada, mas agora seu *offset*, bem como seu ruído $1/f$ estarão muito reduzidos. Há um aumento do ruído térmico do amplificador, que pode ser significativo se a banda desejada for larga. Para sinais próximos a DC este efeito não é significativo (ENZ, 1996). A técnica de autozero pode ser usada tanto em configurações inversoras como não inversoras. Na realidade muitos

amplificadores chamados de “*chopper stabilized*”, como os bem conhecidos LTC1050 e LMV 2001, empregam a técnica de autozero, o que gera certa confusão de terminologia.

Ao estudar as opções de componentes comerciais tipo *chopper* e similares, encontrou-se um modelo interessante de amplificador, lançado em 2003 pela Analog Devices, modelo AD8628 que combina os dois sistemas, *chopper* e auto-zero em um único chip. Este amplificador consegue ter um *offset* típico de 1 μV , com *drift* muito baixo, da ordem de 0,002 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, associado a um ganho de 140 dB, CMRR de 130 dB e além disto tem excelentes características quanto ao ruído, como e_{r-p} de 0,5 μV entre 0.1 e 10Hz, ou e_r de 10 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ para $f \cong 1\text{Hz}$ e i_r de 5fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$. Seu custo também é bem menor que o dos amplificadores de instrumentação, ficando em torno de US\$ 1,25 a unidade, em quantidades acima de 1000 peças. Veja-se no Anexo D as especificações técnicas do AD8628.

Desenvolveu-se um protótipo de circuito usando este amplificador, em configuração não inversora para obter o máximo em termos de impedância de entrada, utilizando ganho no primeiro estágio de 10000, aproveitando suas características de formas a permitir o uso de um amplificador de menor custo e de padrão não tão elevado em termos de ruído, *offset* e *drift* para os estágios seguintes. O projeto incluiu limitação da banda de amplificação em 1 Hz para minimizar o ruído na saída, já que quanto menor a banda, menor o ruído total. Foi idealizado um acoplamento CA entre o primeiro e o segundo estágio visando eliminar possíveis variações causadas pelo *drift*.

Foi elaborado um layout para placa impressa, com todos os cuidados que a literatura (MOTCHENBACHER, 1977; KESTER, s.d; PALLÁS-ARENY, 1991) recomenda: plano de terra em ambas faces da placa, proteção das entradas do amplificador via anéis de guarda, minimização da distância entre detector e amplificador, cuidados na seleção de componentes, proteção contra efeitos termoelétricos nas conexões, filtragem e desacoplamento dos sinais da

fonte de alimentação, minimização de oscilações no terra, uso de máscara de solda em epóxi, uso de terminais bem curtos nos componentes, blindagem do circuito em caixa de metal.

Com esta nova placa iniciaram-se os testes no protótipo onde se verificou que a transmitância τ efetivamente não é unitária, e que o fluxo efetivo que chega ao detector é menor que os $3,447 \times 10^{-7}$ W calculados para 330 ppm de CO_2 . Com isto foi aumentado ainda mais o ganho do primeiro estágio para 18000, quando se obteve um sinal de 80 mV na saída deste estágio para 330 ppm de CO_2 , significando que um fluxo efetivo de $9,088 \times 10^{-8}$ W é o que consegue chegar ao detector nesta concentração do gás. A Figura 16 ilustra o esquema do primeiro estágio.

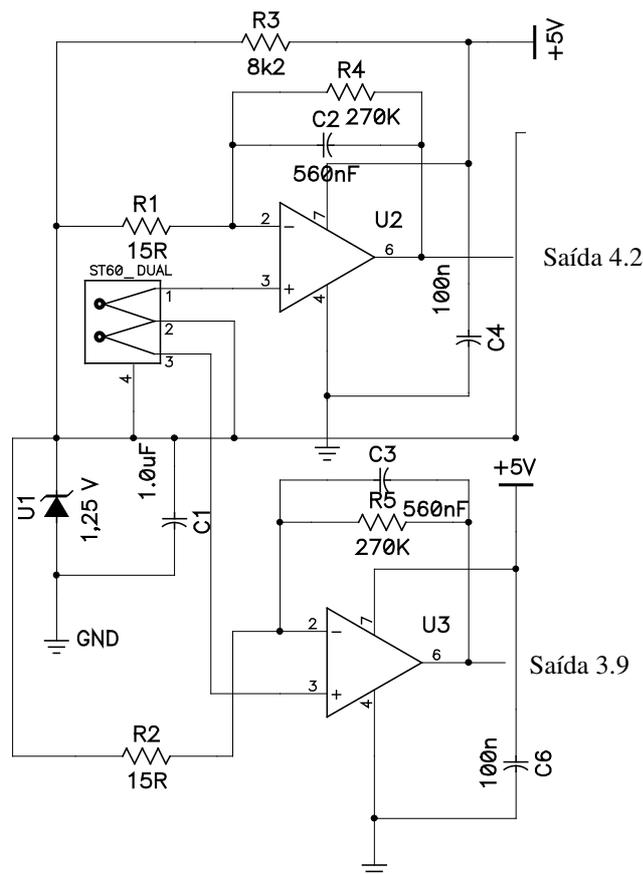


Figura 16 – Esquema do primeiro estágio

Nesta figura pode se ver os amplificadores U1 e U2, do modelo AD8628, os resistores que estabelecem o ganho de cada canal, R4 e R1 para o canal de medição em 4,2 μm , R5 e R2 para o canal de referência em 3,9 μm , a limitação de banda em 1Hz, pelos capacitores C2 e C3 em paralelo com R4 e R5 respectivamente, a tensão de referência gerada por U1 e os capacitores de desacoplamento da fonte C4 e C6.

Considerando este fluxo efetivo de $9,088 \times 10^{-8}$ W para ar fresco, com 330 ppm de CO_2 , e $\tau = 0,375$, a intensidade da radiação L_0 pela lei de Beer pode ser calculada por (19), de onde se obtém:

$$L(5,5)_{330} = 0,5868L_0 = \Phi_{eff} / 7,9318 \times 10^{-5} \tau = 3,055 \times 10^{-3} \text{ W}$$

$$L_0 = 5,207 \times 10^{-3} \text{ W}$$

Admitindo então que a maior intensidade da radiação obtida seja esta de 5,207 mW, pode-se calcular a intensidade do feixe à concentração de 2000 ppm:

$$L(5,5)_{2000} = 0,03955L_0 = 2,059 \times 10^{-4} \text{ W}$$

O que se traduz num fluxo efetivo de $6,126 \times 10^{-9}$ W, gerando um sinal de 299,5 nV na termopilha escolhida. Com os 18000 de amplificação do primeiro estágio chega-se a um sinal de 5,39 mV na saída deste estágio.

O objetivo deste projeto em termos de concentração máxima de CO_2 a ser detectada é de 2000 a 3000 ppm, assim foi calculado o sinal também para 3000 ppm:

$$L(5,5)_{3000} = 0,007867L_0 = 4,096 \times 10^{-5} \text{ W}$$

Isto se traduz em $\Phi_{eff 3000} = 1,218 \times 10^{-9}$ W, gerando um sinal de 59,58 nV na termopilha e de 1,07 mV na saída do primeiro estágio.

Tomando-se os dados do amplificador AD8628, da termopilha e do circuito desenvolvido com ganho 18000, conforme ilustra a figura 16, foi realizada a análise do ruído, usando (13), aqui repetida:

$$e_{rs}^2 = \left(1 + \frac{R_f}{R_{in}}\right)^2 (e_{r_det}^2 + e_{r_amp}^2 + i_{r_amp}^2 R_{det}) + \left(\frac{R_f}{R_{in}}\right)^2 e_{r_Rin}^2 + e_{rRf}^2 + i_{r_amp}^2 R_f^2 \quad (13)$$

Os valores dos resistores são $R_f = R4$ e $R5 = 270 \text{ K}\Omega$, $R_{in} = R1$ e $R2 = 15 \text{ }\Omega$, $R_{det} = 50 \text{ K}\Omega$. Do AD8628 tem-se que a tensão de ruído para frequência entre 0 e 1 Hz é de $10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, a corrente de ruído é $5\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Como neste caso o amplificador tem produto ganho em laço aberto x banda passante bem maior que o produto ganho em laço fechado x banda efetivamente usada, pode se obter o valor RMS do ruído integrando (13) na banda f_h - f_l usada (PALLÁS-ARENY, 1999). Como foi usada largura de banda de 1Hz, $f_h = 1\text{Hz}$ e $f_l =$ zero Hz, tem-se:

$$\begin{aligned} Er_s^2 &= \left(1 + \frac{R_f}{R_{in}}\right)^2 (e_{r_amp}^2) (f_h - f_l + f_{ce} \ln\left(\frac{f_h}{f_l}\right)) + \\ &+ \left[\left(\frac{R_f}{R_{in}}\right)^2 e_{r_Rin}^2 + \left(1 + \frac{R_f}{R_{in}}\right)^2 e_{r_det}^2 + e_{rRf}^2\right] (f_h - f_l) \\ &+ [i_{r_amp}^2 R_f^2 + i_{r_amp}^2 R_{det}^2 \left(1 + \frac{R_f}{R_{in}}\right)^2] (f_h - f_l + f_{ci} \ln\left(\frac{f_h}{f_l}\right)) \end{aligned}$$

onde:

$$e_{r_amp}^2 = (10\text{nV} / \sqrt{\text{Hz}})^2$$

$$e_{r_Rin}^2 = 4\text{KTR}_{in} = 4 \times 1,38 \times 10^{-23} \times 15 = 2,48 \times 10^{-19}$$

$$e_{r_Rf}^2 = 4\text{KTR}_f = 4,47 \times 10^{-15}$$

$$e_{r_Rdet}^2 = 4\text{KTR}_{det} = 8,28 \times 10^{-16}$$

f_{ce} e f_{ci} tendem a zero, pela configuração chopper + autozero

Ou seja:

$$\begin{aligned}
 En_s^2 &= \left(1 + \frac{270K}{15}\right)^2 (10 \times 10^{-9})^2 (1 - 0 + 0) \\
 &+ \left[\left(\frac{270K}{15}\right)^2 \times 2,48 \times 10^{-19} + \left(1 + \frac{270K}{15}\right)^2 \times 8,28 \times 10^{-16} + 4,47 \times 10^{-15}\right] (1 - 0) \\
 &+ \left[(5 \times 10^{-15})^2 \times (270K)^2 + (5 \times 10^{-15})^2 \times (50K)^2\right] \left(1 + \frac{270K}{15}\right)^2 (1 - 0 + 0)
 \end{aligned}$$

$$En_s^2 = 3,24 \times 10^{-8} + (8,03 \times 10^{-11} + 2,68 \times 10^{-7} + 4,47 \times 10^{-15}) + (1,82 \times 10^{-18} + 2,02 \times 10^{-11})$$

$$En_s^2 = 3,00 \times 10^{-7} \text{ V}^2/\text{Hz}$$

ou

$$En_s = 5,48 \times 10^{-4} = 548,2 \text{ } \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}},$$

equivalendo, na entrada a:

$$En_{ent} = 3,045 \times 10^{-8} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}} = 30,45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Este nível de ruído, com o sinal da termopilha para os 3000 ppm de CO₂, fundo de escala máximo previsto, dá uma relação sinal/ruído de

$$10 \log\left(\frac{E_{sai}^2}{E_r^2}\right) = 10 \log\left(\frac{(1,07 \times 10^{-3})^2}{(5,48 \times 10^{-4})^2}\right) = 5,81 \text{ dB.}$$

Para 2000 ppm a relação S/R é de 19,85 dB. Estes valores são compatíveis com o desejado, pois como se usa a razão entre os sinais de 3,9 e 4,9 μm , é possível trabalhar com relações SNR até mais baixas que esta, significando que o sensor pode ir além dos 3000 ppm previstos. O ruído influencia igualmente os dois sinais, sendo seu efeito praticamente cancelado ao se usar a razão entre os dois.

Como o detector pode ser exposto a temperaturas menores que o ambiente onde ele se encontra, por exemplo, ao usar um sensor para monitorar vários ambientes condicionados, com temperaturas diferentes, foi necessário usar uma tensão de alimentação negativa, de modo a permitir que a tensão de saída do primeiro estágio excursionasse para o negativo quando isto ocorrer. Como também se observou pequenas oscilações em torno de 1 a 2 mV no terra,

principalmente ao chavear a fonte de infravermelho, optou-se por usar uma tensão de referência para a termopilha e os estágios iniciais de amplificação, servindo como terra virtual para estes componentes e deixando o terra da fonte de alimentação como tensão negativa para os operacionais. A tensão de referência escolhida foi de 1,25V, gerada por um integrado, modelo AD 1580AD da Analog Devices ou LM 4041 CIM3-1.2CT da National, U1 no esquema da figura 16. A tensão de alimentação foi definida em 5 V, por ser a recomendada para se obter o melhor desempenho do amplificador AD8628 e para ser compatível com a parte digital do circuito, simplificando o projeto e diminuindo custos. Optou-se por deixar fonte de alimentação fora da placa analógica. Com este artifício da tensão de referência, a saída do primeiro estágio tem os 80 mV de sinal sobre os 1,25 V da referência. Este sinal foi acoplado em AC para o segundo estágio, considerando a banda passante de apenas 1 Hz, ou seja o circuito RC de acoplamento foi realizado com $C5 = C7 = 10 \mu\text{F}$ e $R8 = R9 = 120 \text{ K}\Omega$, conforme ilustra a Figura 17 – Esquema completo da parte analógica.

No segundo estágio foi utilizado o mesmo amplificador AD8628, visando padronização para ganho em escala. Utilizou-se um ganho de 30 em U4 e U5, porém para compensar diferenças entre os dois estágios, optou-se por permitir que este ganho seja ajustável, via potenciômetros multivoltas R6 e R7. O uso dos potenciômetros dá também flexibilidade para variações na fonte IV e na termopilha, em caso de fabricação seriada. Seguiu-se utilizando a tensão de referência de 1,25 V como terra para este estágio. Nas saídas de U4 e U5 foi projetado um circuito RC, composto por R13 e C110 para o canal de 4,2 μm e por R12 e C10 para o canal de 3,9 μm , referenciado ao terra geral do sensor, visando retornar o sinal a um nível DC, a fim de prepara-lo para conversão analógico-digital.

Como, mesmo após esta amplificação e mudança do nível de referência do sinal, ainda não se chega próximo aos 5 V desejados para máxima excursão dinâmica quando a concentração de CO_2 for de 330 ppm, os sinais são novamente amplificados por U6:A e

U6:B, LM6062C, com ganho 2, definidos por R17 e R14 para o canal de 4,2 μm e R16 e R15 para o canal de 3,9 μm , chegando assim próximo a 4,7 V em cada canal, pelo ajuste dos potenciômetros R6 e R7. Estes sinais agora podem ser aplicados a um conversor A/D, que está na outra placa, a digital.

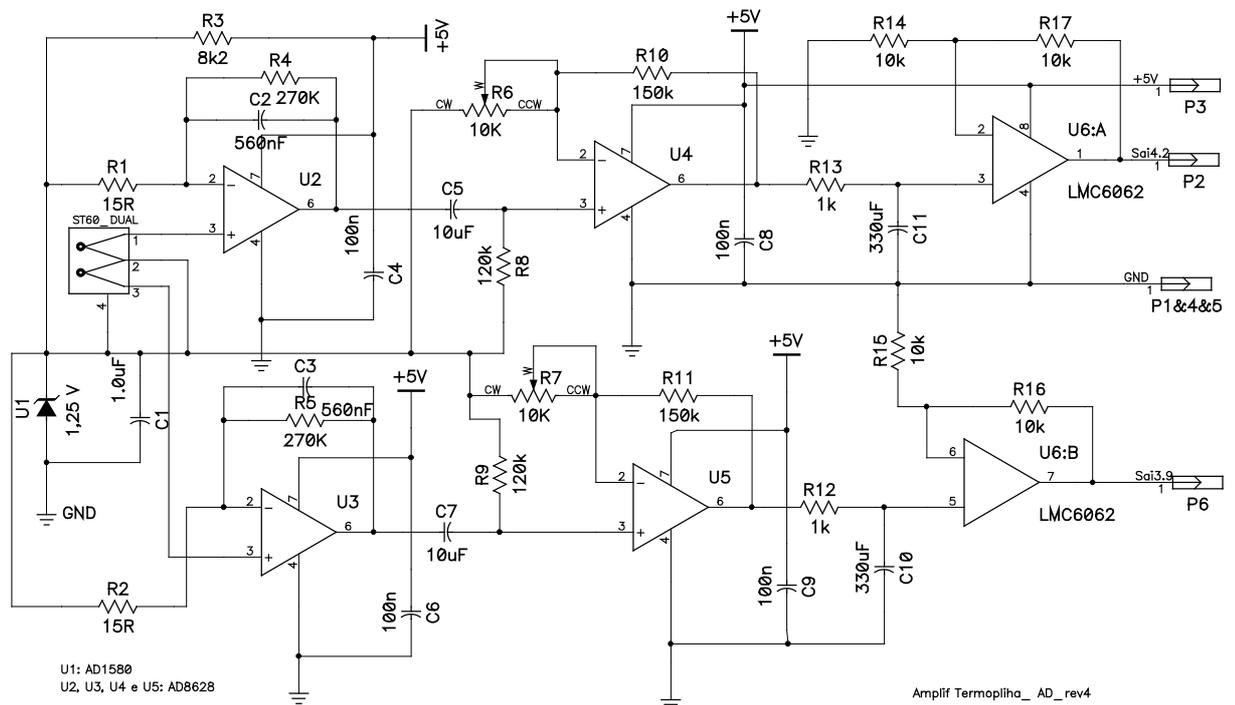


Figura 17 Esquema completo da parte analógica do sensor

4.2 DESENVOLVIMENTO DO BLOCO DIGITAL

A parte digital do sensor consiste em um microcontrolador PIC 16F876, de 8 bits, com memória flash, 8 K de memória de programa, 368 bytes de SRAM e 256 Bytes de EEPROM, rodando a 16 MHz, além de um conversor AD serial de 12 bits, com dois canais, modelo LTC1298 e um display de cristal líquido 2 x 16. A opção por este microcontrolador específico se deu inicialmente por três motivos básicos: a existência de conversor AD interno

de 10 bits, a disponibilidade de ferramentas de desenvolvimento de baixo custo e o baixo custo de aquisição deste componente. Com o desenvolvimento do projeto ficou claro que a resolução do conversor de 10 bits não seria suficiente para a resolução desejada do sensor. Neste ponto adicionou-se um conversor AD de 12 bits externo, com dois canais, serial, também de baixo custo.

A função principal do microcontrolador é a implementação do algoritmo de conversão dos sinais vindos da placa analógica em valores de concentração de CO₂. A Figura 18 ilustra o esquema elétrico da placa digital, que contém também a fonte de alimentação, baseada num regulador 7805, alimentado por tensão externa de 9V.

O microcontrolador é responsável pelo chaveamento da fonte de infravermelho, acionando um MOSFET que alimenta a lâmpada. A radiação gerada pela lâmpada é detectada pela termopilha dupla, nos dois comprimentos de onda, o da medição da concentração de CO₂, em 4,2 μm e o de referência em 3,9 μm . A placa analógica amplifica estes sinais e os envia para a placa digital, onde o microcontrolador comanda o conversor LTC1298 para seleção do canal de medição que faz a conversão e para disponibilizar os valores digitalizados.

Utilizou-se a frequência de 0,5 Hz para chaveamento da fonte de infravermelho. O ciclo de 2 segundos foi então dividido em 4 fases de 500 ms cada. Na primeira fase a fonte é ligada e espera-se até que a tensão do detector estabilize. Na fase seguinte faz-se o máximo de leituras dos sinais do detector em 3,9 e 4,2 μm que o processador consegue. Na fase 3 desliga-se a fonte e espera-se que a tensão gerada pela termopilha volte ao nível inicial, antes de haver ligado a fonte. Na fase 4 repetem-se as medições da fase 1, agora com a fonte desligada. Nas fases 2 e 4 o processador fica inteiramente dedicado a obter o sinal do detector.

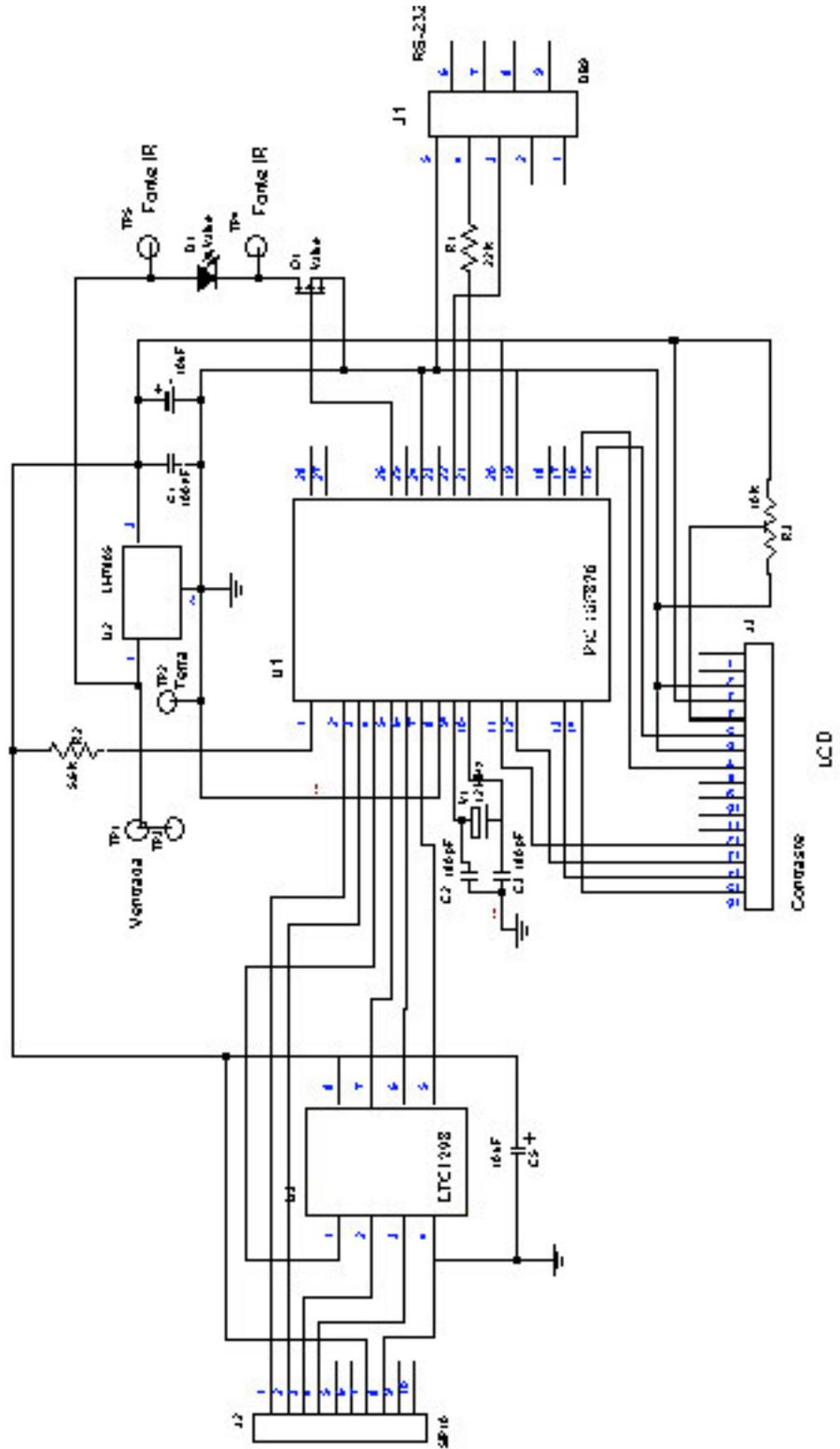


Figura 18 Esquema da parte digital do sensor

Nas fases 1 e 3 ele executa as outras tarefas, que são os cálculos para a transformação dos sinais em valores de concentração, a comunicação com o display e a disponibilização dos dados na saída serial. A Figura 19 mostra graficamente a divisão do ciclo em fases. O controle da duração de cada fase foi implementado com um processo por interrupção baseado no temporizador interno do microcontrolador. Este processo garante boa estabilidade e repetibilidade na temporização das fases.

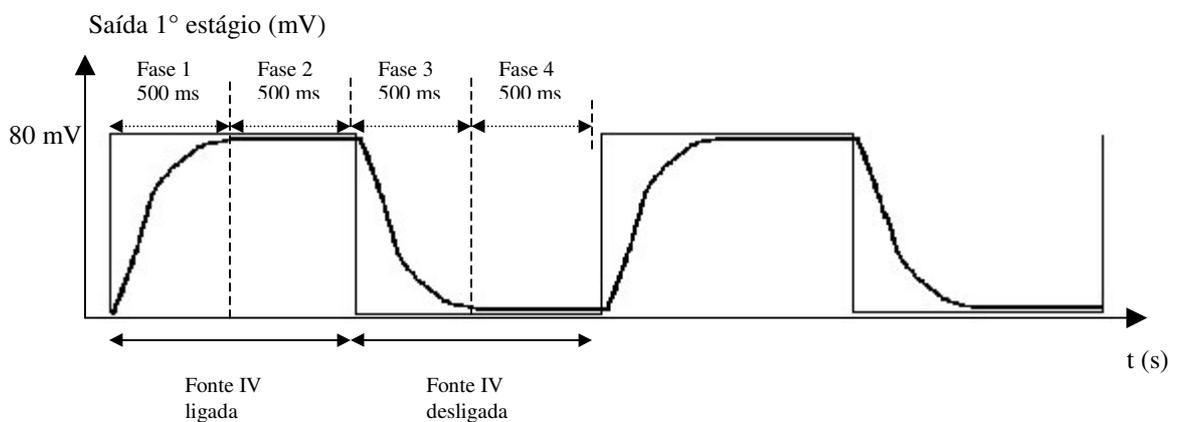


Figura 19 Esquema de divisão em ciclos

A conversão dos sinais dos detectores em valores de concentração é efetuada calculando a diferença entre os sinais de $4,2 \mu\text{m}$ e $3,9 \mu\text{m}$ com a fonte ligada e desligada, chamados de $\Delta 42$ e $\Delta 39$ no programa. Cada delta representa o sinal efetivo do detector no comprimento de onda específico, o de medição em $4,2 \mu\text{m}$ e o de referência em $3,9 \mu\text{m}$, sendo $\Delta 42$ dado pelo sinal em $4,2 \mu\text{m}$ com a fonte de IV ligada menos o sinal em $4,2 \mu\text{m}$ com a fonte desligada. A partir destes deltas é calculada a razão entre os dois sinais, como: $\Delta 42 / \Delta 39$. Sobre este resultado é aplicada a correção, baseada em dados experimentais levantados.

Para o cômputo dos sinais $\Delta 42$ e $\Delta 39$ foi adotada uma sistemática de efetuar o número máximo de leituras que o processador puder executar em cada ciclo, permitindo o cálculo de uma média mais confiável destas leituras. O número médio de leituras de cada

sinal, em cada ciclo, é de 42, número levantado em ensaios funcionais. Este procedimento diminui os efeitos de possíveis interferências nos sinais.

O software para este microcontrolador foi desenvolvido em linguagem C, utilizando o compilador PCM, da empresa CCS, específico para a família de microcontroladores PIC. O Apêndice A contém a listagem do programa desenvolvido.

5 ENSAIOS E TESTES REALIZADOS

Para levantar a função de transferência para conversão dos valores gerados pelo bloco analógico do sensor em valores de concentração de CO₂ planejou-se uma configuração de bancada de testes e um conjunto de ensaios específicos.

Como a concentração de CO₂ é variável num ambiente onde existem pessoas, caso típico de um laboratório de ensaios, o projeto da bancada de testes deve prever um modo de isolar ou, ao menos, minimizar os efeitos da presença humana no ambiente. Por isto a bancada de testes foi idealizada inicialmente como uma câmara fechada, tendo aberturas apenas para passagem de cabos de interconexão e para mangueira de entrada de gás ou de misturas de ar com diferentes concentrações de CO₂. Dentro desta câmara foram colocados o sensor desenvolvido e um medidor de CO₂ comercial, modelo 2810 Analyzer, número de parte 19-3324, número de série 6065, da empresa Bacharach Inc, como sensor de referência. Este medidor tem faixa de medição de 0 a 10.000 ppm, com resolução de 10 ppm e precisão de +/- 10% da leitura ou 100 ppm, o que for maior.

As Figuras 20 e 21 mostram a câmara de testes construída, contendo os dois sensores, o Bacharach e o aqui desenvolvido, além de uma bomba de diafragma que faz circular o ar dentro da câmara. Dentro da câmara também se pode ver, no canto inferior direito, um medidor de tempo e temperatura. Na frente da câmara de teste visualiza-se um cilindro contendo o gás a ser medido, com seu regulador de pressão e de vazão. A saída do regulador é conectada à câmara por uma mangueira, dispersando o gás no interior da câmara. A bomba aspira o ar da câmara e o impele aos dois sensores, que estão ligados a ela por uma mangueira de silicone, passando primeiro pelo sensor aqui desenvolvido e depois pelo monitor comercial. Este procedimento homogeneíza o meio e forma um fluxo de ar uniforme aos dois sensores. O ar, após passar pelos dois sensores, retorna à câmara e é succionado novamente pela bomba, repetindo o ciclo.

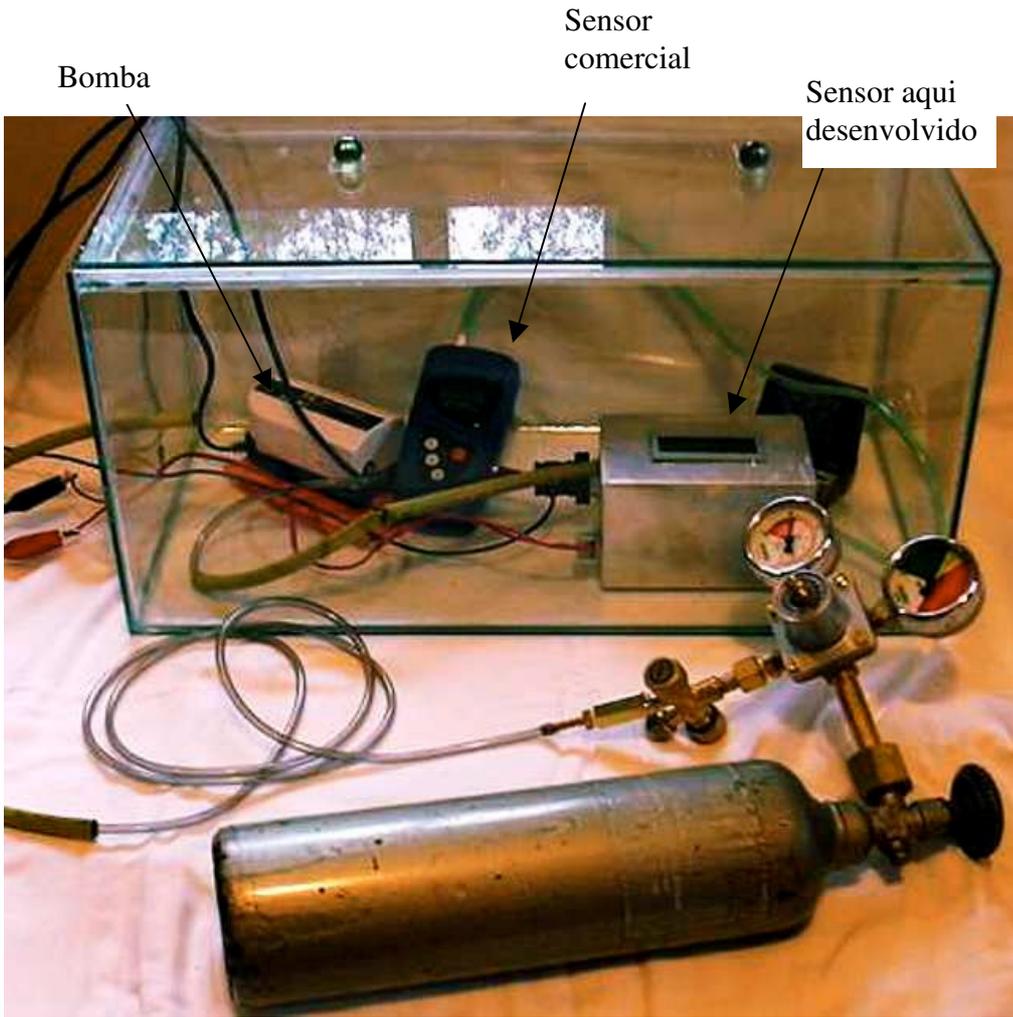


Figura 20 Setup de testes

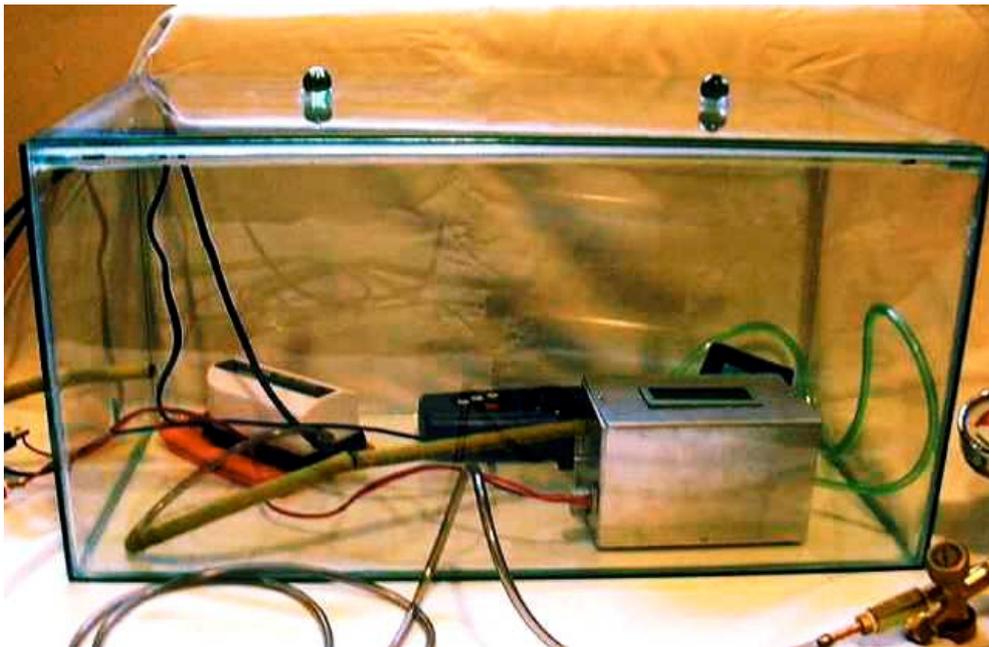


Figura 21 Câmara de testes

As leituras do sensor aqui desenvolvido foram enviadas pela interface RS-232 a um computador, sendo armazenadas em planilha de dados para estudo do coeficiente de conversão em valores de concentração de CO₂. Já os dados do sensor comercial e de temperatura e de tempo foram lidos diretamente nos respectivos mostradores. A partir da combinação e análise destes dados buscou-se a equação que melhor representasse a função de transferência correspondente.

Os ensaios realizados para caracterização foram:

Levantamento da função de transferência;

Verificação da faixa de medição do sensor;

Repetibilidade;

Exatidão;

Resolução;

Histerese.

Os primeiros ensaios foram para verificação da repetibilidade, usando ar fresco como referência, com seus 330 ppm de CO₂. O medidor comercial usado como comparação possui um sistema de calibração com ar fresco, que consiste em expor o sensor a ar fresco, por exemplo, no lado de fora da janela, por um mínimo de 15 minutos e então executar a calibração. Foram realizados ensaios de comparação entre o sensor aqui desenvolvido e o medidor comercial, obtendo-se os seguintes dados.

Em 96 leituras, realizadas em horários intercalados e aleatórios durante um período de 3 dias, obteve-se um valor médio de 350 ppm, no medidor comercial e no sensor aqui desenvolvido, com desvio padrão de 6,81 ppm e leitura máxima de 364 ppm e mínima de 327 ppm, portanto um erro máximo em relação ao padrão de 23 ppm ou 6,57 % da leitura. Para determinação do valor de 350 ppm fez-se a média das leituras e atribuiu-se a esta média o

equivalente a 350 ppm, pois neste estágio ainda não se dispunha da função de transferência. A Figura 22 mostra os dados obtidos neste ensaio, sendo as leituras ordenadas pela seqüência em que foram efetuadas.

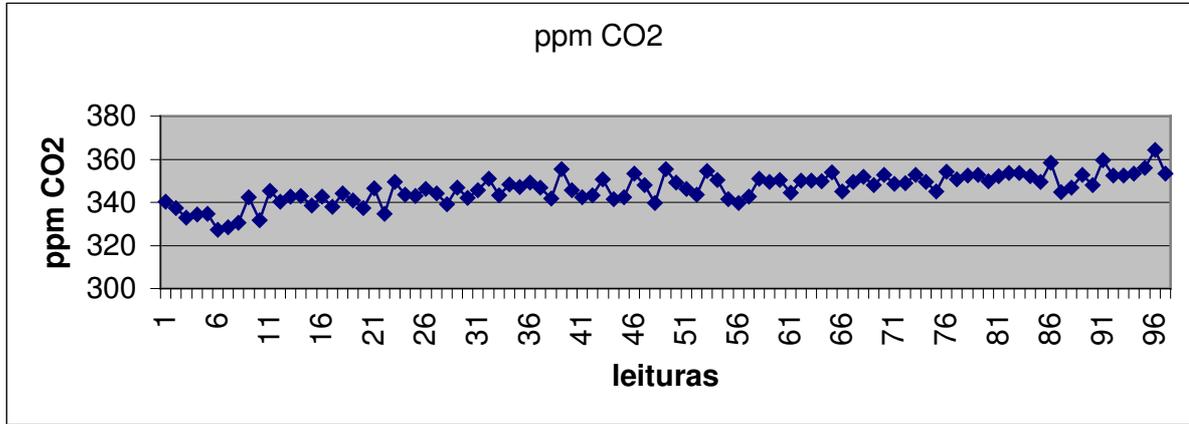


Figura 22 Resultados dos ensaios de repetibilidade

Os ensaios para verificação da histerese consistiram de 20 repetições de ciclos entre ar fresco e concentrações de 3000 ppm mais 20 repetições de ciclos entre ar fresco e concentrações de 2000 ppm. Percebe-se que o sensor aqui desenvolvido acompanha razoavelmente bem o sensor comercial de referência. Nestes ensaios ainda havia um pequeno desajuste do valor inicial para ar fresco, pois nesta etapa estavam sendo levantados dados para ajuste da curva de calibração. Não se percebe histerese significativa nestes ensaios.

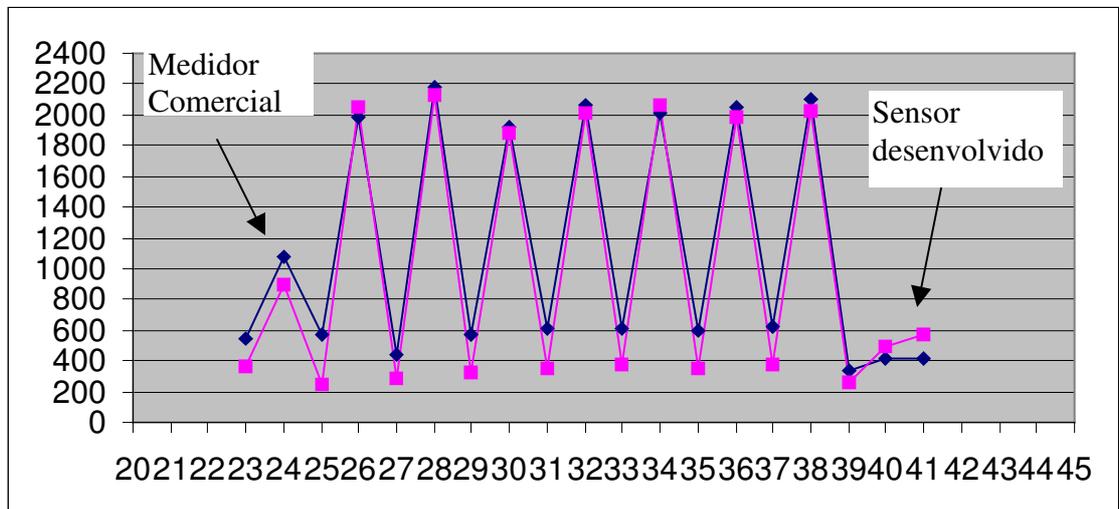


Figura 23 Resultados dos ensaios de histerese

Neste ponto é importante um comentário em relação à exatidão. O Vocabulário Internacional de Termos Básicos e Gerais de Metrologia, da ISO – International Standards Organization, citado por (CHOU, 2000), define o termo exatidão como sendo a aproximação entre o valor de uma medição e o valor real do mensurando. A determinação do valor real do mensurando é feita através de padrões internacionalmente aceitos. Isto se aplica muito bem a diversas grandezas, como o metro, o segundo e outras. Em relação a gases, a situação é bem mais complexa com relação a padrões. Não há, segundo (CHOU, 2000), um padrão para cada mistura de gás. Também (KUSELMAN, 1996) declara que a maior fonte de incerteza na medição de concentração de CO₂ é no preparo das misturas das amostras de referência. No caso presente, não existe padrão internacional de ar com 330 ppm de CO₂ para se comparar e obter a exatidão. Os fabricantes de instrumentos para medição de gases não chegaram até hoje num consenso sobre os padrões. Assim sendo (CHOU, 2000) recomenda um procedimento de calibração que forneça resultados consistentes e precisos. Precisos, neste âmbito, significa tendo menor variabilidade no conjunto de medições.

Tendo em vista esta limitação para determinação da exatidão e também as especificações técnicas do instrumento comercial utilizado como comparação, buscou-se por padrões aceitáveis para teste do sensor. Após contatos com os dois únicos fabricantes nacionais de CO₂ em forma de gás sob pressão, obteve-se amostras de gás certificado dos laboratórios da empresa White Martins, nas concentrações de 1000, 2000 e 5000 ppm, conforme Certificados de Garantia da Qualidade inclusos no Anexo E, cujos valores certificados ficaram em 1013, 2002 e 5038 ppm, respectivamente. Aliado à concentração de ar fresco, que é internacionalmente aceita com sendo entre 320 e 330 ppm, tem-se uma gama de padrões que permitem caracterizar o sensor desenvolvido. Utilizando-se estes padrões de gases certificados foram realizados ensaios para a calibração do sensor e verificação das

indicações do medidor Bacharach. Os valores obtidos, apresentados nas Tabela 1 a 3, permitiram assegurar a exatidão do medidor Bacharach para uso como referência nos ensaios.

O uso destas amostras de gás certificado permite uma redução na incerteza da medição, porém estes três valores não são suficientes para permitir um ajuste de curva na faixa de medição. Não se tem o comportamento entre os valores de referência para este ajuste. Procedeu-se então à realização de diversos ciclos de medição entre ar fresco e próximo a 10000 ppm, valor máximo que o medidor de referência consegue ler, para fazer o ajuste de curvas. Estes procedimentos foram feitos injetando-se pequena quantidade de CO₂ puro na câmara de testes e deixando estabilizar o ambiente interno da câmara, mantendo sempre a circulação do ar entre os medidores com a bomba. Em cada ponto de medição foram efetuadas 20 leituras da razão entre os sinais em 4,2 e 3,9 μm do sensor desenvolvido, plotando-se a média delas com as leituras do medidor Bacharach. Os dados obtidos nestes ensaios estão mostrados na Figura 24.

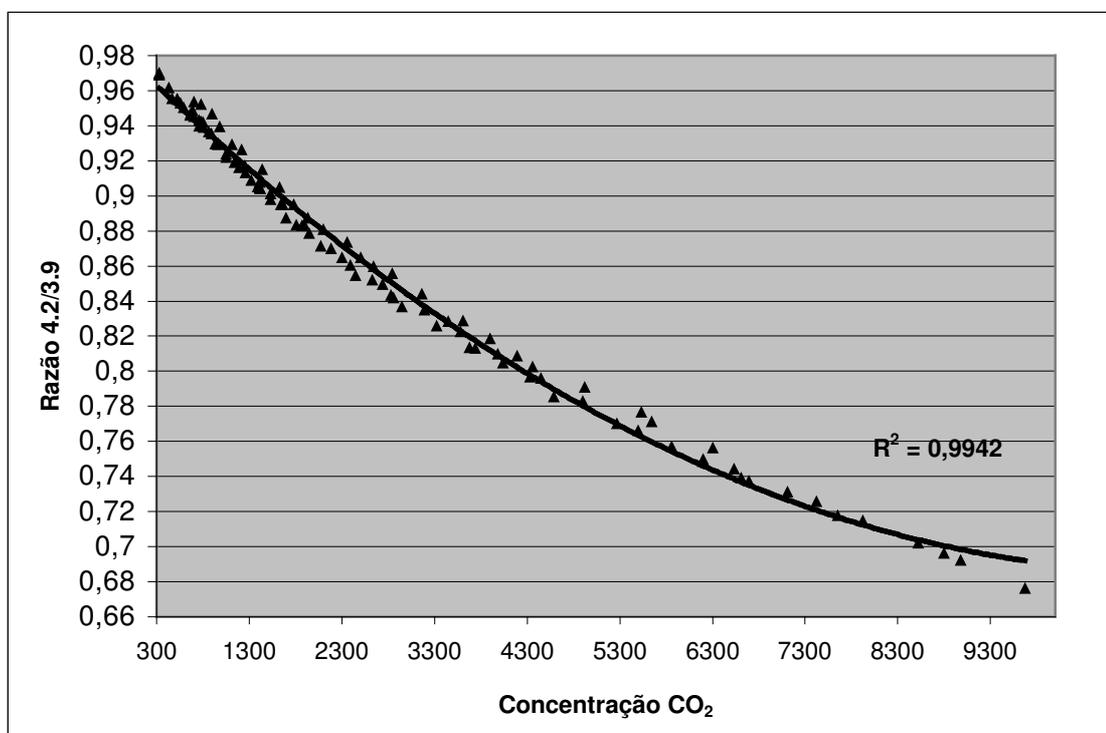


Figura 24 Dados para ajuste da curva de calibração

Com base nos dados destes ensaios, levantou-se os coeficientes de calibração que foram utilizados no software para corrigir os valores lidos pelo microcontrolador, via o conversor AD. Depois de implementada a correção, repetiu-se os ensaios, com variabilidade menor que 2%. Para verificação final da exatidão utilizou-se as amostras de gás certificado, encontrando-se os dados mostrados a seguir nas Tabelas 1, 2 e 3 para as concentrações de 5038 ppm, 2002 ppm e 1013 ppm, respectivamente. Nestas tabelas consta o valor da concentração padrão dada pelo gás certificado, o valor indicado pelo medidor Bacharach, o valor indicado pelo sensor aqui desenvolvido e o erro porcentual entre o indicado pelo sensor e o valor da concentração do gás padrão. Nas linhas finais constam a média das leituras e o desvio padrão. Na Tabela 3, em função da maior discrepância entre os valores medidos e o do padrão, agregou-se o erro do medidor comercial, para efeitos comparativos. Nota-se que ambos medidores têm discrepância semelhante em relação ao padrão. Não se conseguiu determinar o motivo desta discrepância.

Tabela 1 Dados comparativos a 5038 ppm

Gás Padrão	Medidor Bacharach	Sensor do Projeto	Erro % relação ao padrão
5038	5050	5120	1,63
5038	4990	5090	1,03
5038	4980	4870	3,33
5038	5030	5070	0,64
5038	5020	4870	3,33
5038	4980	4910	2,54
5038	5050	4990	0,95
5038	4990	5090	1,03
5038	5040	5040	0,04
5038	5060	5120	1,63
5019	5017	Média	
29,8	95,2	Desvio padrão	

Tabela 2 Dados comparativos a 2002 ppm

Gás	Medidor	Sensor do	Erro % relação ao padrão
Padrão	Bacharach	Projeto	
2002	1980	2060	2,90
2002	1990	2100	4,90
2002	2030	2070	3,40
2002	2050	2140	6,89
2002	2020	2060	2,90
2002	2050	2070	3,40
2002	1970	1920	4,10
2002	2030	1970	1,60
2002	1990	2080	3,90
2002	2000	2040	1,90

2011	2051	Média
27,4	59,9	Desvio padrão

Tabela 3 Dados comparativos a 1013 ppm

Gás	Medidor	Sensor do	Erro % relação ao padrão	Erro % Bacharach
Padrão	Bacharach	Projeto		
1013	1080	1140	12,54	6,61
1013	1140	1200	18,46	12,54
1013	1150	1170	15,50	13,52
1013	1160	1180	16,49	14,51
1013	1100	1150	13,52	8,59
1013	1140	1210	19,45	12,54
1013	1160	1160	14,51	14,51
1013	1180	1170	15,50	16,49
1013	1140	1190	17,47	12,54
1013	1160	1190	17,47	14,51

1141	1176	Média
28,4	21,1	Desvio padrão

Em relação à faixa de medição, o objetivo do projeto é de alcançar concentrações de 330 ppm até 3000 ppm de CO₂. Medições na ponta inferior da escala, abaixo de 330 ppm não tem muito sentido, exceto para ambientes onde se extraia o ar ambiente e se injete ar artificial, chamado também de “ar zero”, que contém apenas nitrogênio e oxigênio. Este tipo de aplicação é muito específico, e não é objeto do presente estudo. Já na faixa superior, os ensaios realizados em comparação com o medidor comercial, cuja faixa de medição vai até 10.000 ppm, demonstraram que o sensor desenvolvido supera o previsto no projeto. Ensaios na câmara mostrada nas Figuras 20 e 21 indicaram que o sensor desenvolvido é capaz de medir além dos 10.000 ppm, porém o limite superior de concentração não foi verificado, por não se dispor de padrão de comparação e por escassez de recursos para aquisição de mais amostras certificadas de gás. Uma estimativa deste limite pode ser feita extrapolando-se os dados das medições, indicando um provável limite em torno de 20.000 ppm.

Para testes de resolução, usou-se o sensor comercial, cuja resolução de 10 ppm é o dobro da prevista no projeto. Este ensaio também é de difícil execução, pois variar uma concentração de gás em apenas 10 ppm é algo de complexa repetibilidade, nas condições de teste disponíveis. Tendo em vista os objetivos do projeto, este quesito é um dos menos importantes, por isto os ensaios resumiram-se a testes comparativos entre o sensor comercial e o aqui desenvolvido, fazendo medições em intervalos de 5 minutos, com a câmara fechada, havendo apenas as pequenas perdas de gás para o ambiente pela não vedação completa da mesma. Nestas condições, após aumentar a concentração para 3000 ppm, acompanhou-se a queda no teor de CO₂ nos dois medidores, inferindo daí a resolução. Os ensaios foram repetidos 10 vezes, permitindo estimar a resolução em torno de 30 ppm. Não se pode atestar

com confiabilidade o valor da resolução, pois associado a seu cálculo existem erros ocasionados pela incerteza dos valores lidos em ambos os sensores.

Finalmente, tendo obtido o desempenho técnico satisfatório, partiu-ser para o levantamento de custos da solução implementada, para comparação com os objetivos. O Apêndice B lista as peças utilizadas e o respectivo custo de aquisição, gerando um custo de material de aproximadamente US\$ 69.00 (sessenta e nove dólares), preços FOB Estados Unidos. Isto, segundo estimativas baseadas em mais de 10 anos de experiência profissional em indústrias eletroeletrônicas, permite chegar ao valor de venda originalmente previsto de US\$ 150.00.

6 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um estudo sobre as diferentes opções em sensores de CO₂ e uma solução de baixo custo para implementar um sensor deste tipo. Comparando-se as metas com os resultados alcançados, pode-se afirmar que os objetivos traçados foram alcançados, não sem um atraso no prazo previsto. A solução encontrada é facilmente reproduzível com componentes de fabricação seriada, permitindo sua adoção em qualquer lugar sem ter que recorrer a fabricações especiais, que geralmente só são viáveis para produção em grandes volumes.

A mesma concepção de sensor por absorção em infravermelho utilizada neste trabalho pode ser aplicada a outros gases, com a adequação apenas dos filtros óticos, se a faixa de medição for inferior aos 4,2 μm ou dos filtros e da fonte emissora, se a faixa de medição for superior aos 4,2 μm . Isto permite a geração de uma gama de medidores para gases. Com uma fonte que tenha emissão até 10 μm e com o desenvolvimento de filtros em silício com comprimento de onda variável, cujas pesquisas estão em pleno desenvolvimento, pode-se implementar sensores para vários gases com um só emissor e um detector duplo. É um campo de pesquisas em aberto para a área da Física de semicondutores.

Diversas melhorias são possíveis neste sensor, tais como: busca de maior estabilidade para os sinais da termopilha, melhor compensação térmica e uso de técnicas de processamento digital para análise dos sinais, filtrando interferências e fazendo o cálculo da energia total em cada pulso da fonte IV, em vez das leituras simples dos valores de tensão que foi adotada aqui.

O acompanhamento das pesquisas em termos de emissores de estado sólido também deve ser criterioso, pois a tendência, já observada em outros setores, é de que venham a substituir os emissores tradicionais. Neste trabalho são indicadas fontes para este acompanhamento. Pode ser uma área de pesquisa também interessante.

Entre os objetivos previstos no início deste trabalho foi possível comprovar o atendimento da maior parte. Visando comparar o realizado com o previsto listou-se abaixo as etapas previstas e o que foi realizado em cada uma:

- Estudo dos diferentes tipos de sensores de CO₂: foi realizado um estudo do estado da arte em sensores para CO₂, conforme planejado. Este estudo mostrou as opções hoje disponíveis e indicou algumas pesquisas que estão sendo conduzidas nesta área.
- Seleção da técnica mais apropriada para medição: entre as técnicas estudadas selecionou-se a da absorção por infravermelho não dispersivo (NDIR) como sendo a mais apropriada para os objetivos propostos.
- Estudo das alternativas para implementação da técnica selecionada: para implementar a técnica de NDIR estudou-se alternativas em termos de fontes emissoras e de detectores disponíveis comercialmente e optou-se por um conjunto de baixo custo e que teve desempenho satisfatório.
- Desenvolvimento da solução: tendo definido o tipo de implementação para a técnica, desenvolveu-se uma solução compatível com os objetivos, novamente com componentes comerciais e de baixo custo. Esta etapa foi demorada e implicou em estudos e testes detalhados na busca da melhor solução. Várias configurações foram testadas até se chegar ao modelo definitivo.
- Testes e avaliações da solução: esta parte foi a que apresentou maior complexidade, pela não disponibilidade de equipamentos de laboratório adequados para as medições necessárias. Em função disto muito tempo foi perdido e também não se conseguiu melhores resultados na calibração da curva do sensor. Principalmente a parte dos ensaios para verificação da resolução ficaram seriamente comprometidos. A própria comparação do

desenvolvimento teórico com os dados práticos obtidos de igual forma não pode ser efetuada a contento, por não se dispor dos equipamentos para medir a emissão da fonte de IV.

Em que pese as limitações, conseguiu-se neste trabalho desenvolver um sensor de CO₂ de baixo custo, que pode ser em torno de US\$ 150.00, para volumes de produção em torno de 1000 peças, com faixa de medição entre 330 a mais de 10000 ppm, acima dos 3000 ppm previstos, com resolução estimada em torno de 20 a 30 ppm, com erro em relação ao padrão menor que 10% da medição ou 150 ppm o que for maior.

REFERÊNCIAS

ANDREWS, D.A.; KING. T. A. Gas analysis using an infrared source with temporally varying temperature. **Measurement Science and Technology**, Bristol, UK, v. 12. n.8, p.1263-1269, Aug. 2001.

BIELECKI, Z. Optimization of signal detection systems operates with various photovoltaic and photoconductive detectors. In: TOPICAL MEETING ON EDUCATION AND TRAINING ON OPTICS AND PHOTONICS, ETOP'99, 6., Cancun, Mexico, **Proceedings....** Cancun:ETOP, 1999. p. (III) -19, 1999.

BIELECKI, Z. Maximization of signal to noise ratio in infrared radiation receivers, **Optoelectronics Review**, Warsaw, Polônia, v. 10, n. 3, p. 209–216, 2002.

BIELECKI, Z. Low noise electronics for IR detectors. In: INTERNATIONAL CONFERENCE AND EXHIBITION ON INFRARED SENSORS & SYSTEMS – IRS2 2002 CONFERENCE, 5., Walluf, Germany, 2000, **Proceedings...** Ehrfurt, Germany: May 9-11, 2000, p. 135–138.

BOARINO, L. **State of the Art of Sensors**. In: CLOSED HABITATS ENVIRONMENTAL CONTROL SENSORS - CHECS. Disponível em: <http://www.iem.it/users/checs/checs_site/doc/CHECS_Final/Final_Annex3/State_of_the_Art.pdf>. Acesso em: 08 abr 2004.

CALAZA, C. et al. Miniaturized Gas Analysis based on Silicon MOEMS. In: INTERNATIONAL SENSOR CONFERENCE, 10., SENSOR 2001, maio 2001, Nuremberg, Germany **Proceedings** Wunstorf, Germany, May 2001, v. 1, p. B 4.4 – 4.9.

CALAZA, C. et al. Design, Fabrication and Characterization of CMOS Compatible Thermoelectric IR Sensors for a Gas Analysis Application. In: INTERNATIONAL CONFERENCE AND EXHIBITION ON INFRARED SENSORS & SYSTEMS – IRS2 7., 2002 CONFERENCE, Walluf, Germany, 2002, **Proceedings....** Walluf, Germany: IRS2 2002.

CAPONE, S. et al. Solid State Gas Sensors: state of the art and future activities. **Journal of Optoelectronics and Advanced Materials**, Bucharest, Romania, v. 5, n. 5, 2003, p. 1335 – 1348. Disponível em: <http://inoe.inoe.ro/JOAM/pdf5_5/Capone.pdf>. Acesso em: 19 mar. 2004.

CHELVAYOHAN, M. Patented Virtual Reference Infrared Gas Sensor. **Texas Instruments GS - Gas sensors**, 1999. Disponível em: <<http://www.ti.com/snc/pdf/ndirpapr.pdf>>. Acesso em: 21 out. 2003.

CHOU, J. **Hazardous Gas Monitors: a practical guide to selection, operation and application**, Raleigh, NC: SciTech Publishing, 2000, 260 p. ISBN 071358765.

CREF – Centro de Referência para o Ensino de Física do Instituto de Física da UFRGS. **Experimento Remoto de Radiação de Corpo Negro.** Disponível em <http://www.if.ufrgs.br/cref/experimentocorponegro/med_temp.html#nome2>. Acesso em: 10 mar. 2003.

DOBRZANSKI, L.; PIOTROWSKI, J. Micromachined silicon thermopile and thermal radiators using porous silicon technology. **IEE Proc. Optoelectronics**, Stevenage, UK, v.145, p.307-311, Oct. 1998.

DONATI, S. **Photodetectors: devices, circuits and applications**, New Jersey: Prentice-Hall, 2000, 423p. ISBN 0-13-020337-8.

ENZ, C. C.; TEMES, G. C. Circuit techniques for reducing the effects of op-amp imperfections: auto-zeroing, correlated double sampling, and chopper stabilization. **Proceedings of the IEEE**, Piscataway, N.J., USA, v. 84, n.11, p.1584-1614, Nov. 1996.

EWYK, R.van; WILLAT, B.M. Infrared Gas Detection. In: MOSELEY, P. T.; NORRIS, J.O.W.; WILLIAMS, D.E. **Techniques and Mechanisms in Gas Sensing**, Bristol, England: The Adam Hilger Series on Sensors, 1991, p.234-259, ISBN 0-7503-0074-4.

FERBER, A. M. et al. A Miniature Silicon Photoacoustic Detector for Gas Monitoring Applications, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON SENSORS & TRANSDUCERS, MTEC 2001 Birmingham, UK fev 14/15, 2001. **Anais Eletrônicos.....** Disponível em: <<http://www.fys.uio.no/~poe/54.7/mtec2001w97.doc>> . Acesso em: 12 dez. 2002.

FRANK, J.; MEIXNER, H. Sensor system for indoor air monitoring using semiconducting metal oxides and IR-absorption. **Sensors and Actuators B**, Amsterdam, The Netherlands, v.78, n. 3, p. 298-302, ago. 2001.

GOLDMEER, J. S. A Rugged LED-Based Sensor for Fire Detection, In: CONFERENCE ON AUTOMATIC FIRE DETECTION, 12., Gaithesburg, Maryland, 2001, **Proceedings...** Gaithesburg, Maryland. Disponível em < <http://fire.nist.gov/bfrlpubs/fire01/PDF/f01081.pdf> > Acesso em: 15 out. 2003.

GOLDMEER, J. S. A Rugged LED-Based Sensor for Aircraft Fire Detection. In: HALON OPTIONS TECHNICAL WORKING CONFERENCE, HOTWC, 2000. May 2-4, 2000, Albuquerque, N.M., **Proceedings....** Albuquerque, N.M., May 2-4, 2000, p.349-356.

HARA H.; KISHI, N.; IWAOKA, H. CO2 variable filters Yokogawa, In: OPTICAL MEMS 2000 – **IEEE**, 21-24 ago 2000 Kauai, Hawaii. **Proceedings....** Disponível em: <<http://www.ieee.org/organizations/society/leos/LEOSCONF/MEMS/omspeak.html>>. Acesso em: 04 abr. 2004.

HOWARD, R.M. Ultralow noise high gain transimpedance amplifier for characterizing the low frequency noise of infrared detectors. **Review of Scientific Instruments**, Melville, NY , v. 70, n. 3, p.1860-1867, Mar. 1999.

JUNG, W.; KESTER, W.; CHESTNUT B. Power Supply Noise Reduction and Filtering. In: SENSOR SIGNAL CONDITIONING SEMINAR, chapter 10: **Hardware Design Techniques**, Analog Devices. Disponível em: < http://www.analog.com/UploadedFiles/Associated_Docs/48511532174844452507435855319349073202222160FFSect10.pdf>. Acesso em: 20 mar. 2003.

JUNG, W.; KESTER, W.; BRYANT, J. Resistor and Thermocouple Errors in High Accuracy Systems. In: SENSOR SIGNAL CONDITIONING SEMINAR, chapter 10: **Hardware Design Techniques**, Analog Devices. Disponível em: < http://www.analog.com/UploadedFiles/Associated_Docs/48511532174844452507435855319349073202222160FFSect10.pdf>. Acesso em: 12 abr. 2003.

KAWABATA Y, et al. Fiber-optic sensor for carbon dioxide with a ph indicator dispersed in a poly(ethylene glycol) membrane. **Analytica Chimica Acta**, Amsterdam, v.219, p.223-229, 1989.

KESTER, W.; BRYANT, J. Grounding in Mixed Signal Systems. In: SENSOR SIGNAL CONDITIONING SEMINAR, chapter 10: **Hardware Design Techniques**, Analog Devices, Disponível em: < http://www.analog.com/UploadedFiles/Associated_Docs/48511532174844452507435855319349073202222160FFSect10.pdf>. Acesso em: 12 abr. 2003.

KIZHAYEV, S.S., et al. High power mid-infrared light emitting diodes grown by MOVPE. **IEE Proc. Optoelectronics**, Stevenage, UK, v. 149, n. 1, p. 36-39, Feb. 2002.

KRIER ,A. Physics and technology of mid-infrared of light emitting diodes. **Philosophical Transactions: Mathematical, Physical and Engineering Sciences**, London, UK, v.359, n.1780, p. 599-619, March 2001.

KUSELMAN, I. et al. The Uncertainty of Carbon Dioxide Determination in Gaseous Mixtures. **Analytica Chimica Acta**, Amsterdam, v.318, n. 3, p.327-333. Jan. 1996.

LEE,D.D.; LEE D.S. Environmental Gas Sensors. **IEEE Sensors Journal**, Piscataway, N.J., v. 1, n. 3, p. 214-224, out. 2001.

MAKINWA, K. Low-offset DC Amplifiers for Sensors. **IEEE Sensors 2002 Tutorial Sessions**, Orlando, FL, jun11-14, 2002. Disponível em: < <http://www.ewh.ieee.org/tc/sensors/Tutorials/makinwa.pdf>>. Acesso em: 06 abr 2003.

MATOVA, S. P.; HUIJSING, J. Optimization of signal-to-noise and signal-to offset performance of an integrated thermopile sensor interfaced by a chopper amplifier. In: SAFE PRORISC SESENS 2001 - SEMICONDUCTOR ADVANCES FOR FUTURE ELECTRONICS - PROGRAM FOR RESEARCH ON INTEGRATED SYSTEMS AND CIRCUITS - SEMICONDUCTOR SENSOR AND ACTUATOR TECHNOLOGY, Veldhoven, Netherlands, Nov. 28-30, 2001, **Proceedings....** Veldhoven, Netherlands, 2001, p. 496-499, ISBN: 90-73461-29-4.

MATVEEV, B. A. et al. Mid- infrared (3-5 μ m) LEDs as sources for gas and liquid sensors. **Sensors and Actuators B**, Amsterdam, The Netherlands, v. 39, n. 3, p. 339-343, Mar. 1997.

MATVEEV, B. A. et al. Towards efficient mid-IR LED operation: optical pumping, extraction or injection of carriers? **Journal of Modern Optics**, London, UK, v. 49, n. 5-6, p.743 – 756, Apr. 2002.

MENOLFI, C.; HUANG Q.; SCHNEEBERGER, N. A Low Noise Thermoelectric Infrared Detector Microsystem in Digital CMOS Technology. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, Piscataway, N.J., v. 32, n. 7, p. 968-976, Jul. 1997.

MENOLFI, C.; HUANG, Q. A low-noise CMOS instrumentation amplifier for thermoelectric infrared detectors. **IEEE JSSC**, Piscataway, N.J., v. 32, n. 7, p.968 –976, July 1997.

MOELDERS, N. et al, Development of optical MEMS carbon dioxide sensors. In: IRS2 CONFERENCE, 2002, Walluf, Germany , May 2002, **Proceedings...**Walluf, Germany: IRS2 2002.

MOSELEY, P. T.; NORRIS, J.O.W.; WILLIAMS, D.E. **Techniques and Mechanisms in Gas Sensing**. Bristol, England: The Adam Hilger Series on Sensors, 1991. 390p. ISBN 0-7503-0074-4

MOTCHENBACHER, C.D.; FITCHEN, F.C. **Low-Noise Electronic Design**. New York: John Wiley & Sons, 1973. 358p. ISBN 0-471-61950-7.

NAUMANN, S. Thermopile Module with Integrated Circuit for Signal Processing. In: INTERNATIONAL CONFERENCE AND EXHIBITION ON INFRARED SENSORS & SYSTEMS – IRS2 7., 2002 , Walluf, Germany , May 2002, **Proceedings...** Walluf, Germany: IRS2 2002.

NORKUS, V., et al. Thermal infrared radiators for analytical applications. In: CONFERENCE ON INFRARED SENSORS & SYSTEMS, 6., **Proceedings....** Erfurt, Germany: [s.n.], 2000 p. 65-70.

ONG, K. G.; GRIMES C. A. A Carbon Nanotube-based Sensor for CO₂ monitoring. **Sensors**, Basel, Switzerland , v.1, n.6, p.193-205, Nov. 2001. ISSN 1424-8220

PALLÁS-ARENY R.; WEBSTER, J.G. **Analog Signal Processing**, New York: John Wiley & Sons, 1999, 585p. ISBN 0-471-12528-8.

PALLÁS-ARENY R.; WEBSTER, J.G. **Sensors and Signal Conditioning**, New York: John Wiley & Sons, 1991, 398p., ISBN 0-471-54565-1.

REMENNYI, M. A. et al. Low voltage episide down bonded mid-IR diode optopairs for gas sensing in the 3.3-4.3 μm spectral range. **Sensors & Actuators B: chemical**, Amsterdam, v. 91, n.1-3 , p. 256-261, June 2003.

SCHILZ, J. Applications of Thermoelectric Infrared Sensors (thermopiles): gas detection by infrared absorption. **PerkinElmer Optoelectronics GmbH**, 2000. Disponível em: <http://optoelectronics.perkinelmer.com/content/whitepapers/Gas_detection.pdf>. Acesso em: 25 jun. 2003.

SMITH, S.D. et al. Comparison of IR LED gas sensors with thermal source products. **IEE Proc. Optoelectronics**, Stevenage, UK, v.144, n.5, p. 266-270, Oct. 1997.

VURGAFTMAN, I., Mid-IR devices on the brink of widespread commercialization. **Compound Semiconductor**, dez. 2002. Disponível em <<http://www.compoundsemiconductor.net/articles/magazine/8/12/4/2/>>. Acesso em: 10 ago. 2003.

WOLFF, M.; HARDE, H. Photoacoustic spectrometer based on a Planckian radiator with fast time response. **Infrared Physics and Technology**, Amsterdam, v. 44, p. 51-55, 2003.

WYATT, C.L. **Radiometric System Design**, New York: Macmillan, 1987, 315p. ISBN 0-02-948800-1.

YAKOVLEV, Y.P et al. High-efficiency 3.4-4.4 μm light emitting diodes based on a p-IGaAsSb/n-InGaAsSb/n-AlGaAsSb heterostructure operating at room temperature. **Technical physics letters**, St Petersburg, Russia, v.27, n.3, p.173-175, Mar. 2001.

YAKOVLEV, Y.P et al. Type II GaSb based photodiodes operating in spectral range 1.5-4.8 μm at room temperature. **IEE Proc. Optoelectronics**, Stevenage, UK, v.149, n.1, p.41-44, Feb. 2002.

YAKOVLEV, Y.P et al. High-Efficiency LEDs of 1.6–2.4 μm Spectral Range for Medical Diagnostics and Environment Monitoring. **Semiconductors**, Melville, NY, v.37, n.8, p.971-984, Aug. 2003.

APÊNDICE A: LISTAGEM DO PROGRAMA DO MICROCONTROLADOR

Esta é listagem do software de programação do microcontrolador PIC desenvolvida no projeto do sensor de CO₂ , desenvolvido em linguagem C.

```
//programa para calcular CO2 e medir temperatura ambiente

//fica ligando e desligando fonte IR na saida (B5)

// Versao K leh temp seco em AN0 e leh

// em AN4 o sinal em 4.2um e o sinal em 3.9um, vindos de AD LTC1298.

// Inclui LCD da HomeAutomation

#include <c:\mestrado\pic\examples\16F876.h>

#include <c:\mestrado\pic\examples\math.h>

#fuses HS,NOPROTECT,NOWDT,WRT,NOLVP,PUT,NOBROWNOUT

#use delay(clock=12000000)

#use rs232(baud=9600, xmit=PIN_B1, rcv=PIN_B0, INVERT)

#define INTS_POR_MEIO_SEGUNDO 46

//1 int a cada meio seg para ciclo ficar em 2s, IR ON 1 s, IR OFF 1 s

#include <c:\mestrado\pic\AD_LTC12.C> //funcoes AD 12 bits

int int_count;

int fase=0; //um ciclo tem 4 fases,fases 0 e 1 IR ON, fases 2 e 3 IR OFF

int i=1; //controla bit q liga fonte IR

int x=0; //conta o numero de ciclos completos

long int co2=0;

float delta42=0; // leh42-lel42
```

```

float delta39=0; // leh39-lel39

float temps; //temperatura ambiente

struct lcd_pin_map {          // Esta estrutura eh copiada

    int  data : 4;           // a uma porta de I/O p/acessar

    short RS;               // os pinos do LCD.

    short EN;               // Os bits sao alocados de baixo

    short RW;               // p/cima. EN (enable) estah no

    short unused;           // pino C5. DATA estah em C0..C3

} LCD;

#byte LCD = 7                // Poe toda estrutura na porta C

                               // endereço 7)

#int_rtcc    //rotina de interrupção para on/off fonte IR

clock_isr()

{ if (--int_count==0)

    { ++fase;

      if (fase==2||fase==4)

        {

          i=!i;

          output_bit(PIN_B5,i); //inverte saída se fase ==2||==4

        }

      if (fase==4)

        {

          fase=0;

          x++;

        }

    }

```

```

        int_count=INTS_POR_MEIO_SEGUNDO;
    }
}

setup_adc_port_a(ra0_ra1_ANALOG);

float le_temp(int a)
{
    float leitura;

    set_adc_channel(a);

    setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_32);

    delay_ms(1); // para estabilizar ADC

    leitura=read_adc()/13.107; //transformacao leitura ADC em milivolts

    return(leitura);    //LM35 10mV/grau
}

void write4(int nyble)

// Escreve dados no LCD em modo 4-bit

{
    int temp;                // variavel temporaria

//    LCD.RW = 0; // Seta bit R/W p/ W (aqui R/W lig no gnd, nao se usa comando)

    LCD.data= nyble & 0xf; //pegando soh os 4 bits inferiores de nybble

    LCD.EN=1;                // habilita enable

    delay_us(1);            // espera min 500ns

    LCD.EN=0;                // Baixa Enable

    delay_us(180);          // tempo p/proximo write

    return;
}

```

```

void write8(int byte1)
// Escreve 8 bits no LCD usando modo 4 bits
{
    int nibble;           // Espaço p/cada nibble
    nibble = byte1 >> 4; // Shift do nibble superior de byte em nibble
    write4(nibble);      // Envia os 4 bits superiores primeiro
    nibble = byte1 & 0xf; // Copia os 4 bits inferiores de byte em nibble
    write4(nibble);      // Envia os 4 bits inferiores a seguir
}

```

```

void initlcd(void)
{ // Segue a recomendacao da Hitachi p/sequencia de powerup p/setar modo 4-bit
    delay_ms(20); // Esperar power up do LCD ( >15ms )
// Os delays sao p/permitir LCD executar a instrucao antes de prosseguir
    LCD.RS=0;      // Seta RS 0 = instrucao
    write4(3);     // Seta modo 8 bits
    delay_ms(5);
    write4(3);     // Seta modo 8 bits
    delay_ms(1);
    write4(3);     // Seta modo 8 bits
    delay_ms(5);
    write4(2);     // Seta display em modo 4 bit
    delay_ms(5); // /Aqui termina sequencia de powerup
                // agora pode se usar o LCD em modo 4-bit
    write8(0x28); // Seta LCD p/modo 4-bit e 2 linhas
    delay_ms(5);
}

```

```

    write8(6);    // Cursor se move /direita, display nao shifta
    delay_ms(5);

    write8(1);    // Clear na DDRAM, seta posicao atual na linha 1, coluna 1
    delay_ms(5);

    write8(0xf); // Liga display, liga cursor, cursor piscando
    delay_ms(5);

    return;
}

```

```

char const msginic[16]="Inicializando..>"; //mensagem inicial no lcd

```

```

void lcd_gotoxy(byte x, byte y) { //define onde escrever no lcd

    int address;                //x eh colun, y eh linha

    if(y!=1)

        address=0x40; // endereço da segunda linha do lcd

    else

        address=0;

    address+=x-1;

    LCD.RS=0;

    delay_us(200);

    write8(0x80|address);

    LCD.RS=1;

    delay_us(200);

}

```

```

void lcd_putc( char c) {           //escreve caracteres no LCD

switch (c) {

    case '\f' : LCD.RS=0;           //limpa display

                delay_us(200);

                write8(1);

                delay_ms(2);

                LCD.RS=1;

                delay_us(200);      break;

    case '\n' : lcd_gotoxy(1,1);    break; //nova linha

    case '\b' : LCD.RS=0;           //backspace

                delay_us(200);

                write8(0x10);

                LCD.RS=1;

                delay_us(200);      break;

    default  : write8(c);           break;

}

}

void envia_dados()

{

printf("%3.1f,%3.1f,%lu,\n",delta42,delta39,co2);

lcd_gotoxy(1,1);

printf(lcd_putc,"<< Sensor CO2 >>");

lcd_gotoxy(1,2);

printf(lcd_putc,"CO2 = %lu",co2);

printf(lcd_putc," ppm "); //p/limpar resto linha

```

```
    delay_us(50);
}

long int calc(float a, float b)
{
    float c;
    float d;
    long int cal;
    c=(a/b)/0.9701;
    if (c<0.988) //se der >0.988 dah concentracao <280ppm. P/evitar remove-se leitura
    {
        d=log(c);
        c=d/-0.000043;
        cal=(floor(c));
    }
    else cal=330;
    return cal;
}

void main(void)
{
    int m;
    int j=0;
    int l=0; //usados p/media leituras AD
    float leh42=0; // soma leituras sinal do detector qdo IR ON
    float leh39=0; // soma leituras sinal do detector qdo IR ON
```

```

float lel42=0; // soma leituras sinal do detector qdo IR OFF
float lel39=0; // soma leituras sinal do detector qdo IR OFF

float medh42=0; //media leituras em 4.2um qdo IR on
float medh39=0; //media leituras em 3.9um qdo IR on
float medl42=0; //media leituras em 4.2um qdo IR off
float medl39=0; //media leituras em 3.9um qdo IR off

int c=0;

long int a[10]; //p/fazer media 20 leituras

long int b=0;

set_tris_c(0x00); // inicializa porta C em zero, todos pinos saida
initlcd(); //inicializa o lcd

adc_init();

delay_ms(1); //inicializa conversor AD

LCD.RS=1;

lcd_gotoxy(1,1);

printf(lcd_putc,"<< Sensor CO2 >>");

lcd_gotoxy(1,2);

printf(lcd_putc,"Inicializando..");

for (m=0; m<10;m++)

{ output_bit(PIN_B5,0); //inicia com fonte desligada

  delay_ms(2000); //faz 10 ciclos de 2 segundos para aquecer

  output_bit(PIN_B5,1);

```

```

    delay_ms(2000); //total 20 seg
}

int_count=INTS_POR_MEIO_SEGUNDO;

set_rtcc(0);

setup_counters (RTCC_INTERNAL, RTCC_DIV_256);

enable_interrupts(RTCC_ZERO);

enable_interrupts(GLOBAL);

fase=0; // p/inicializar

do
{
    switch(fase)
    {
        case 0:{
            if(x>3 && x<14) //3 eh min p/ter leitura correta medh e medl
            {
                // e +10 leituras p/encher a[m] c/valores OK. Isto soh ao ligar sensor
                delta42=medh42-medl42; //dif entre sinais 4.2 c/e s/fonte IR
                delta39=medh39-medl39; //dif entre sinais 3.9 c e s/fonte IR
                a[m]=calc(delta42,delta39);

                m++;

                if (m==10){ m=0;}

                for (j=0; j<10; j++)
                {
                    b+=(a[j]/10);
                }
            }
        }
    }
}

```

```

    }

    co2=(b/10)*10; // p/media e indicar de 10 em 10 ppm

    b=0;

    delay_ms(10);

}

if(c==0 && x>14) //ver acima, repete no inicio cada ciclo

{

    delta42=medh42-medl42; //dif entre sinais 4.2 c/e s/fonte IR

    delta39=medh39-medl39; //dif entre sinais 3.9 c e s/fonte IR

    a[m]=calc(delta42,delta39);

    m++;

    if (m==10) {m=0;}

    for (j=0; j<10;j++)

    {

        b+=(a[j]/10);

    }

    co2=(b/10)*10; //p/media e indicar de 10 em 10 ppm

    b=0; // zera p/ciclo seguinte

    envia_dados();

    delay_ms(500);

}

else delay_ms(100);

c++;

j=0;

l=0;

```

```
leh42=0;
leh39=0;
break;
}
```

```
case 1: {
    c=0;
    if (i==1)
    {
        leh42+=read_analog(1)/13.107;
        j++;
    }
    medh42=leh42/j;
    if (i==1)
    {
        leh39+=read_analog(0)/13.107;
        l++;
    }
    medh39=leh39/l;
    delay_us(1);
    break;
}
case 2:{
    j=0;
```

```
l=0;

lel42=0;

lel39=0;

if (c==0 && x>3)

{

    delta42=medh42-medl42; //dif entre sinais 4.2 c/e s/fonte IR

    delta39=medh39-medl39; //dif entre sinais 3.9 c e s/fonte IR

    temps=le_temp(1);

}

else delay_ms(100);

c++;

break;

}

case 3:{

    c=0;

    if (i==0)

    {

        lel42+=read_analog(1)/13.107;

        j++;

    }

    medl42=lel42/j;

    if (i==0)

    {

        lel39+=read_analog(0)/13.107;

        l++;

    }

}
```

```
    }  
    medl39=lel39/l;  
    delay_us(1);  
    break;  
  }  
  default: delay_us(2);break;  
}  
  
}  
while(TRUE);  
}
```

APÊNDICE B: LISTA DE PEÇAS DO SENSOR E RESPECTIVO CUSTO

Lista de peças do projeto sensor CO₂ , com valores em US\$, para quantidades acima de 1000 peças.

Descrição	Qtd	Valor	
		Unit	Total
Termopilha ST60_DUAL	1	25,00	25,00
CI AD8628	4	1,25	5,00
CI LMC6062	1	1,35	1,35
CI AD1580	1	0,98	0,98
CI PIC 16F876	1	3,45	3,45
CI LTC1298	1	3,30	3,30
CI LM7805	1	0,85	0,85
Display LCD 2x16	1	5,90	5,90
Capacitor Tântalo 1.0uF/16V	1	0,25	0,25
Capacitor Tântalo 10uF/16V	2	0,42	0,84
Capacitor Poliéster 100n/63V	5	0,05	0,25
Capacitor Poliéster 560nF/63V	2	0,05	0,10
Capacitor Eletrolítico 330uF/16V	2	0,30	0,60
Capacitor 47 pF	2	0,02	0,04
Capacitor eletrolítico 10 uF/16V	1	0,20	0,20
TRIMPOT multivoltas 10K	2	0,40	0,80
Resistor metal film 1% 270K	2	0,05	0,10
Resistor carbono 5% 1k	2	0,02	0,04
Resistor carbono 5% 8k2	2	0,02	0,04
Resistor carbono 5%10k	5	0,02	0,10
Resistor metal film 1% 15R	2	0,05	0,10
Resistor carbono 5% 120k	2	0,02	0,04
Resistor carbono 5%150k	2	0,02	0,04
Resistor carbono 5% 5.6 K	1	0,02	0,02
Resistor carbono 5% 22 K	1	0,02	0,02
Cristal 12 MHz	1	0,90	0,90
Conector DB9 fêmea p/placa	1	0,88	0,88
Barra de terminal 8 pinos	1	0,10	0,10
Barra terminais 5 pinos	1	0,06	0,06
Barra terminais 16 pinos	1	0,12	0,12
Conector P/barra terminais 05 pinos	1	0,08	0,08
Conector P/barra terminais 08 pinos	1	0,10	0,10

Conector P/barra terminais 16 pinos	1	0,14	0,14
Transistor Mosfet BUZ11	1	0,70	0,70
Lâmpada miniatura 12V, 1W	1	0,12	0,12
Caixa de alumínio	1	3,50	3,50
Placa Circuito Impresso analógica	1	6,80	6,80
Placa Circuito Impresso digital	1	3,90	3,90
Tubo latão lâmpada e detector	1	2,90	2,90
Mangueira de 3mm diâmetro, em m	0,15	0,30	0,05
Cabo flat 16 vias, em m	0,01	0,90	0,01
Cabo flat 8 vias, em m	0,01	0,70	0,01
Total de material:		US\$	69,77

ANEXO A: ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO LED 42-60

Abaixo se encontram as especificações técnicas do LED42-60 utilizado nos ensaios e bem representativo do estado da arte em termos de LEDs para a faixa de médio infravermelho.

Specifications

LE 20...42 Series of Semiconductor Light Emitters

Parameter	Units	LE28	LE30	LE34	LE36	LE40	LE42
Peak Emission Wavelength	μm	2.8	3.0	3.4	3.6	4.0	4.2
Spectral width (FWHM)	μm	0.30	0.45	0.55	0.60	0.65	0.75
Speed of Response (not more)	μs	2.0	1.5	1.5	1.0	1.0	1.0
Emission Power ⁽¹⁾ (CW)	μW	70	60	50	50	40	30
Emission Power ⁽²⁾ (Pulsed)	μW	700	600	500	500	400	300

Notes :

- $I_{op}=100\text{ mA}$, $U=2\text{ V}$
- $I_{op}=2\text{ A}$, $U=2\text{ V}$, $Q=200$, $\tau_p=100\text{ ms}$
- All parameters are referred to 300 K

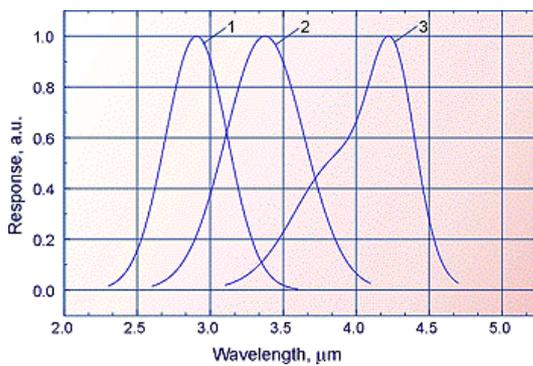
Absolute Maximum Rating

Model	Max. Direct Current, mA	Max. Pulsed Current ⁽⁴⁾ , A	Angle of view, deg	Typical TE Cooler Power near Max. Cooling		Thermosensor ⁽⁵⁾ (NTC thermistor)
				Current, A	Voltage, V	
LE-xx ⁽¹⁾	300	4.0	70+/- 10	Without Cooling		2.2 kOhm@20 °C, NTC= -3.4%/deg
LE-xx ⁽²⁾			110+/-10	1.3	2.2	
LE-xx-x2 ⁽³⁾			110+/-10	0.4	4.0	

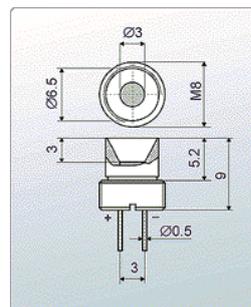
Notes :

- Uncooled option
- Standard option with single stage TE Cooler
- Option for portable applications - low TE cooler current
- At duty cycle $Q=200$
- Standard thermosensor option. Other options are available according to request

Information furnished by RMT Ltd is believed to be reliable. However, no responsibility is assumed for possible inaccuracies or omission. Specifications are subject to change without notice.



Typical spectral response
(1 – LE-28; 2 – LE-34; 3 – LE-42)

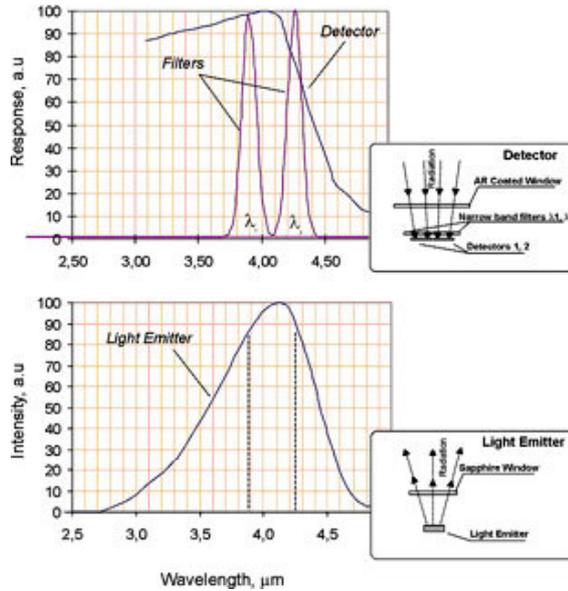


Dimensions

ANEXO B: ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO OPTOPAR 4239

Abaixo se encontram as especificações técnicas do par ótico 4239 que foi testado.

OPR1-4239 Uncooled Optopair



The pair consists of special solid state light emitter (light source) and dual channel photodetector.

The dual-element detector comprises two photosensitive elements, two built-in narrow band interference filters: one filter is near absorption band of tested material (base channel), the other one - is far from the absorption band (reference channel), housed in the sealed metal-glass package.

The semiconductor Light Emitter is optimized for operation of the dual-element Photodetector. It is fitted into miniature metal package.

Spectral Responses of Photodetector with narrow-band filters and Light Emitter

Optical and Electrical Characteristics

Detector			Light Emitter		
Sensitive Element size	mm	2x2	Emitting area size	mm	2x2
Distance between elements	mm	1,0	Angle of view	deg	70
Wavelength λ ₁	μm	4,28	Wavelength λ	μm	4,20
Wavelength λ ₂	μm	3,90			
FWHM Δλ _{0.5}	μm	0,12	FWHM Δλ _{0.5}	μm	0,80
Time Constant, τ _p	μsec	<10	Time Constant, τ	μsec	<2
Detectivity, D'			Output Power ⁽¹⁾ (CW)	μW	50
Measuring Channel, λ ₁	cm xHz ^{1/2} xW ⁻¹	1x10 ⁸	Output Power ⁽²⁾ (PW)	μW	500
Reference Channel, λ ₂	cm xHz ^{1/2} xW ⁻¹	1x10 ⁸	1) I _{op} =100 mA, U=2 V 2) I _{op} = 2 A, U=2 V, Q=200, t _p = 100 usec 3) All parameters are referred to 300 K		
Sensitivity, S _U					
Measuring Channel, λ ₁	V/W	30			
Reference Channel, λ ₂	V/W	30			
Element Dark Resistance	kOhm	20...100			

ANEXO C: ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DA TERMOPILHA ST60_DUAL

Abaixo se encontram as especificações técnicas da termopilha ST60_DUAL da empresa Dexter Research ,usada no projeto.

DEXTER RESEARCH CENTER, INC. Model ST60 Dual & ST60R Dual 2 Channel Silicon Based Thermopile Detector

Technical Specifications: Specifications apply at 23°C with KBr Window and Nitrogen encapsulating gas						
Parameter	Min	Typical	Max	Symbol	Units	Comments
Active Area size	.61 x .61			AA	mm	Hot junction size, per element.
Element Area	.37			A	mm ²	
Number of Junctions	80					Per element.
Number of Channels	2					Per detector package.
Output Voltage	50	60	70	V _s	μV	DC, H=330μW/cm ² (3)
Responsivity	40.7	48.9	57.0	ℳ	V/W	DC, ℳ=V _s /HA (2)
Resistance	40	50	60	R	KΩ	
Temperature Coefficient of ℳ		-.01			%/°C	Best fit, 20° to 40°C (1)
Temperature Coefficient of R		.11			%/°C	Best fit, 0° to 85°C (1)
Noise Voltage	25.6	28.6	31.3	V _n	nV/√Hz	V _n ² =4kTRΔf
Noise Equivalent Power	.45	.59	.77	NEP	nW/√Hz	DC, NEP= V _n HA/V _s (2)
Detectivity	.79	1.04	1.36	D*	10 ⁸ cm/Hz/W	DC, D*=V _s /V _n H/A (2)
Time Constant		18		τ	ms	Chopped, -3dB point (1)
Field of View	14°/47°			FOV	Degrees	See Assembly Drawings for FOV Description.
Package Type	TO-5					Standard package hole size: (4) - .046" x .046" square holes
Thermistor of ST60R Dual	~24	30	~36	R _T	KΩ	Thermistor is on the detector chip and is a Poly-Silicon resistor.
Thermistor Temperature Coeff. of Resistance ST60R Dual		.11			%/°C	Best fit, 0° to 85°C (1)
Thermistor Option for ST60 Dual	28.5	30	31.5	R _T	KΩ	Discrete internal chip thermistor, 5% tolerance @ 25°C.
Element Matching		5	10	M	%	M = V _A -V _B /V _B (2)
Element Separation	2.08				mm	Center to Center.

Notes: (1) Parameter is not 100% tested. 90% of all units meet these specifications. (2) A is detector area in cm².
(3) Test Conditions: 500K Blackbody source; Detector active surface 10cm from 0.6513" Diameter Blackbody Aperture.

General Specifications:

- Flat Spectral Response: UV to Far IR
- Window Material: Over 100 filters in stock.
- Encapsulating Gas Options: Argon, Neon, Nitrogen, or Xenon.
- Operating Temperature Range: -50° to 100°C. Short durations up to 125°C possible.
- FOV: Dependent on Window index of refraction.
- Signal Output: Linear from 10⁻⁸ to .1W/cm²
- Maximum Incidence: .1 W/cm²

ANEXO D: ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO AMPLIFICADOR AD8628

Abaixo se encontra parte das especificações técnicas do amplificador AD8628 da Analog Devices, usado no projeto. Para informações completas sobre este componente, favor consultar a endereço eletrônico do fabricante (www.analog.com)



Zero-Drift, Single-Supply Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifier

AD8628

FEATURES

Lowest Auto-Zero Amplifier Noise
 Low Offset Voltage: 1 μV
 Input Offset Drift: 0.02 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
 Rail-to-Rail Input and Output Swing
 5 V Single-Supply Operation
 High Gain, CMRR, and PSRR: 120 dB
 Very Low Input Bias Current: 100 pA
 Low Supply Current: 1.0 mA
 Overload Recovery Time: 10 μs
 No External Components Required

APPLICATIONS

Automotive Sensors
 Pressure and Position Sensors
 Strain Gage Amplifiers
 Medical Instrumentation
 Thermocouple Amplifiers
 Precision Current Sensing
 Photodiode Amplifier

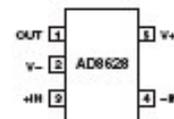
GENERAL DESCRIPTION

This new breed of amplifier has ultralow offset, drift, and bias current. The AD8628 is a wide bandwidth auto-zero amplifier featuring rail-to-rail input and output swings and low noise. Operation is fully specified from 2.7 V to 5 V single supply (± 1.35 V to ± 2.5 V dual supply).

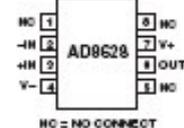
The AD8628 family provides benefits previously found only in expensive auto-zeroing or chopper-stabilized amplifiers. Using Analog Devices' new topology, these zero-drift amplifiers combine low cost with high accuracy and low noise. (No external capacitors are required.) In addition, the AD8628 greatly reduces the digital switching noise found in most chopper-stabilized amplifiers.

PIN CONFIGURATIONS

5-Lead TSOT-23 (UJ-5)
 and 5-Lead SOT-23 (RT-5)



8-Lead SOIC
 (R-8)



With an offset voltage of only 1 μV , drift less than 0.005 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, and noise of only 0.5 μV p-p (0 Hz to 10 Hz), the AD8628 is perfectly suited for applications where error sources cannot be tolerated. Position and pressure sensors, medical equipment, and strain gage amplifiers benefit greatly from nearly zero drift over their operating temperature range. Many systems can take advantage of the rail-to-rail input and output swings provided by the AD8628 family to reduce input biasing complexity and maximize SNR.

The AD8628 family is specified for the extended industrial temperature range (-40°C to $+125^\circ\text{C}$). The AD8628 amplifier is available in tiny TSOT-23, SOT-23, and the popular 8-lead narrow SOIC plastic packages. The TSOT-23 and SOT-23 package devices are available only in tape and reel.

AD8628

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	6 V
Input Voltage	GND – 0.3 V to V_{CC} + 0.3 V
Differential Input Voltage ²	± 5.0 V
Output Short-Circuit Duration to GND	Indefinite
Storage Temperature Range	
RT, R, UJ Packages	–65°C to +150°C
Operating Temperature Range	–40°C to +125°C
Junction Temperature Range	
RT, R, UJ Packages	–65°C to +150°C
Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec)	300°C

NOTES

¹ Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those listed in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

² Differential input voltage is limited to ± 5 V or the supply voltage, whichever is less.

Package Type	θ_{JA} [*]	θ_{JC}	Unit
5-Lead TSOT-23 (UJ-5)	207	61	°C/W
5-Lead SOT-23 (RT-5)	230	146	°C/W
8-Lead SOIC (R)	158	43	°C/W

^{*} θ_{JA} is specified for worst-case conditions, i.e., θ_{JA} is specified for device soldered in circuit board for surface-mount packages.

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option	Branding
AD8628AUJ-REEL	–40°C to +125°C	5-Lead TSOT-23	UJ-5	AYB
AD8628AUJ-R2	–40°C to +125°C	5-Lead TSOT-23	UJ-5	AYB
AD8628AUJ-REEL7	–40°C to +125°C	5-Lead TSOT-23	UJ-5	AYB
AD8628AR	–40°C to +125°C	8-Lead SOIC	R-8	
AD8628AR-REEL	–40°C to +125°C	8-Lead SOIC	R-8	
AD8628AR-REEL7	–40°C to +125°C	8-Lead SOIC	R-8	
AD8628ART-R2	–40°C to +125°C	5-Lead SOT-23	RT-5	AYA
AD8628ART-REEL7	–40°C to +125°C	5-Lead SOT-23	RT-5	AYA

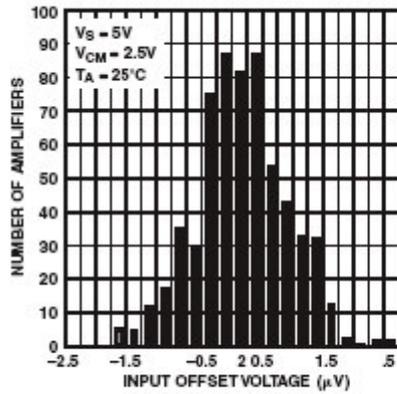
AD8628—SPECIFICATIONS

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = 5.0$ V, $V_{CM} = 2.5$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

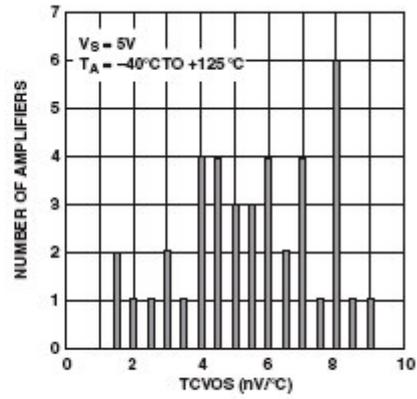
Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
INPUT CHARACTERISTICS						
Offset Voltage	V_{OS}	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		1	5	μV
Input Bias Current	I_B	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		30	100	pA
Input Offset Current	I_{OS}	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		50	200	pA
Input Voltage Range		$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	0		250	pA
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = 0$ V to 5 V $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	120	140	5	dB
Large Signal Voltage Gain [*]	A_{VO}	$R_L = 10$ k Ω , $V_O = 0.3$ V to 4.7 V $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	115	130		dB
Offset Voltage Drift	DV_{OS}/DT	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	120	135		dB
OUTPUT CHARACTERISTICS						
Output Voltage High	V_{OH}	$R_L = 100$ k Ω to Ground $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	4.99	4.996		V
		$R_L = 10$ k Ω to Ground $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	4.95	4.98		V
Output Voltage Low	V_{OL}	$R_L = 100$ k Ω to V+ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	4.95	4.97		V
		$R_L = 10$ k Ω to V+ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		1	5	mV
Short-Circuit Limit	I_{SC}	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	± 25	± 50		mA
Output Current	I_O	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		± 40		mA
POWER SUPPLY						
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = 2.7$ V to 5.5 V $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	115	130		dB
Supply Current/Amplifier	I_{SY}	$V_O = 0$ V $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		0.85	1.1	mA
INPUT CAPACITANCE						
Differential	C_{IN}			1.5		pF
Common Mode				10		pF
DYNAMIC PERFORMANCE						
Slew Rate	SR	$R_L = 10$ k Ω		1.0		V/ μs
Overload Recovery Time				0.05		ms
Gain Bandwidth Product	GBP			2.5		MHz
NOISE PERFORMANCE						
Voltage Noise	e_n p-p	0.1 Hz to 10 Hz		0.5		μV p-p
	e_n p-p	0.1 Hz to 1.0 Hz		0.16		μV p-p
Voltage Noise Density	e_n	$f = 1$ kHz		22		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Current Noise Density	i_n	$f = 10$ Hz		5		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

^{*}Gain testing is highly dependent upon test bandwidth.

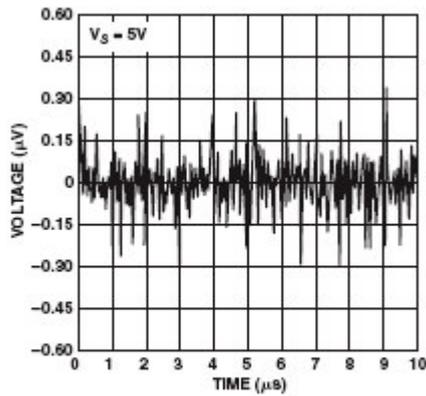
Specifications subject to change without notice.



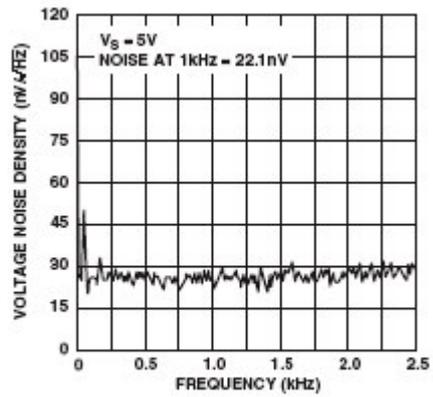
TPC 4. Input Offset Voltage Distribution at 5 V



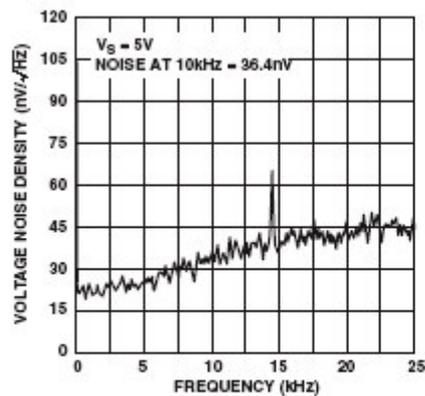
TPC 5. Input Offset Voltage Drift



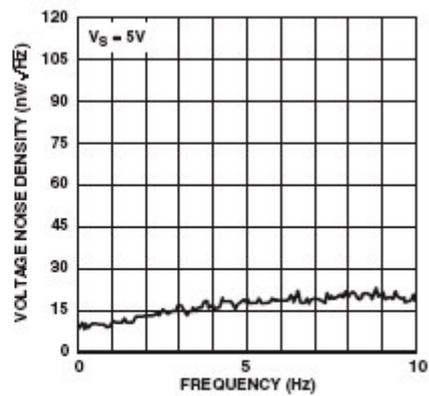
TPC 33. 0.1 Hz to 10 Hz Noise at 5 V



TPC 36. Voltage Noise Density at 5 V from 0 Hz to 2.5 kHz



TPC 37. Voltage Noise Density at 5 V from 0 Hz to 25 kHz



TPC 38. Voltage Noise

AD8628

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The AD8628 is a single-supply, ultrahigh precision rail-to-rail input and output operational amplifier. The typical offset voltage of less than 1 μV allows this amplifier to be easily configured for high gains without risk of excessive output voltage errors. The extremely small temperature drift of 2 $\text{nV}/^\circ\text{C}$ ensures a minimum of offset voltage error over its entire temperature range of -40°C to $+125^\circ\text{C}$, making the AD8628 amplifier ideal for a variety of sensitive measurement applications in harsh operating environments. The AD8628 achieves a high degree of precision through a patented combination of auto-zeroing and chopping. This unique topology allows the AD8628 to maintain its low offset voltage over a wide temperature range and over its operating lifetime. The AD8628 also optimizes the noise and bandwidth over previous generations of auto-zero amplifiers, offering the lowest voltage noise of any auto-zero amplifier by more than 50%.

Previous designs used either auto-zeroing or chopping to add precision to the specifications of an amplifier. Auto-zeroing results in low noise energy at the auto-zeroing frequency at the expense of higher low frequency noise due to aliasing of wideband noise into the auto-zeroed frequency band. Chopping results in lower low frequency noise at the expense of larger noise energy at the chopping frequency. The AD8628 uses both auto-zeroing and chopping in a patented ping-pong arrangement to obtain lower low frequency noise together with lower energy at the chopping and auto-zeroing frequencies, maximizing the signal-to-noise ratio (SNR) for the majority of applications without the need for additional filtering. The relatively high clock frequency of 15 kHz simplifies filter requirements for a wide, useful, noise-free bandwidth.

The AD8628 is one of the few auto-zero amplifiers offered in the 5-lead TSOT-23 package. It greatly improves the ac parameters of the previous auto-zero amplifiers. It has low noise over a relatively wide bandwidth (0 Hz to 10 kHz) and can be used where the highest dc precision is required. In systems with signal bandwidths up to 5 kHz to 10 kHz, the AD8628 provides true 16-bit accuracy making it the best choice for very high resolution systems.

AD8628 Peak-to-Peak Noise vs. Competition

Because of the ping-pong action between auto-zeroing and chopping, the peak-to-peak noise of the AD8628 is much lower than its competition. Figures 2 and 3 show this comparison.

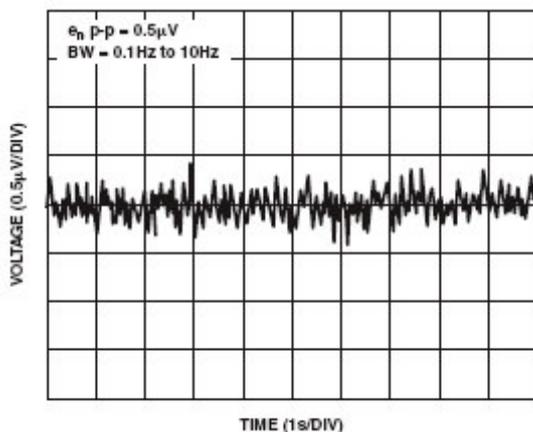


Figure 2. AD8628 Peak-to-Peak Noise

1/f Noise

1/f noise, also known as pink noise, is a major contributor of errors in dc-coupled measurements. This 1/f noise error term can be in the range of several μV or more, and, when amplified with the closed-loop gain of the circuit, can show up as a large output offset. For example, when an amplifier with a 5 μV p-p 1/f noise is configured for a gain of 1,000, its output will have 5 mV of error due to the 1/f noise. But AD8628 eliminates 1/f noise internally and therefore greatly reduces output errors. Here is how it works: 1/f noise appears as a slowly varying offset to AD8628 inputs. Auto-zeroing corrects any dc or low frequency offset, thus the 1/f noise component is essentially removed, leaving AD8628 free of 1/f noise.

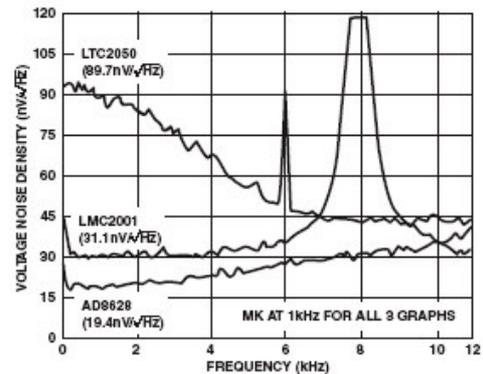


Figure 1. Noise Spectral Density of AD8628 vs. Competition

One of the biggest advantages that AD8628 brings to systems applications over competitive auto-zero amplifiers is its very low noise. The comparison shown in Figure 1 indicates an input-referred noise density of 19.4 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz for AD8628 that is much better than the LTC2050 and LMC2001. The noise is flat from dc to 1.5 kHz, slowly increasing up to 20 kHz. The lower noise at low frequency is desirable where auto-zero amplifiers are widely used.

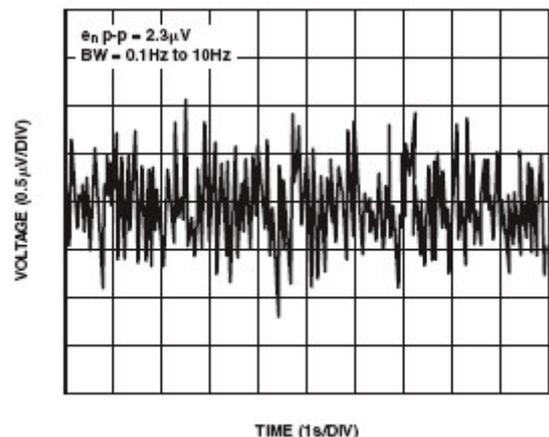


Figure 3. LTC2050 Peak-to-Peak Noise

ANEXO E: CERTIFICADOS DAS AMOSTRAS DE GÁS

Um para cada concentração: 1013 ppm, 2002 ppm e 5038 ppm



White Martins Gases Industriais Ltda. - Laboratório de Controle da Qualidade Gases Especiais
Av. dos Autonomistas, 4332 - Osasco - São Paulo - CEP 08090-015
Telefone: (011) 3685-7729 - Fax: (011) 3685-7852 - E-mail: antonio_giorgio@praxair.com

SISTEMA DA QUALIDADE
CERTIFICADO
CONFORME A NORMA



GASES ESPECIAIS
OSASCO

CERTIFICADO DE GARANTIA DA QUALIDADE

Número da Ordem: 40160570 Certificado Nº: 40044548 Pedido Nº:

Cilindro Nº: 380 Conexão SAWM Nº: 01 ABNT: 245-1

Cliente: 41398415 ROBSON SCHEFFER

Endereço: RU AVELINO TALINI, 171
LAJEADO RS BRA

Composição da Mistura Nome do Produto: Mistura Padrão Primario Cil G

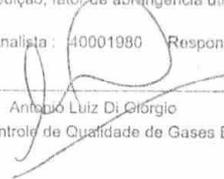
Componentes	Método de Verificação	Requisitado	Reportado	Incerteza de Medição
Dioxido Carbono	B	1000 Micromol / Mol	1013 Micromol / Mol	± 0,24%
Ar Sintetico	BALANÇO			

Tipo de Cilindro: G Padrão: Primario
Pressão: 150,00 kgf/cm² ou 14.709,98 kPa
Volume: 1,000 m³ @ 21,1 °C e 101,32 kPa ou 1atm
Método de Confeção: Método Gravimétrico Data de Confeção: 09/06/04 Data de Validade: 09/06/09

Rastreável a massas padrões conforme certificado de calibração da RBC-INMETRO nº M 1975/99

Os Resultados são expressos %mol/mol ou micromol/mol ou nanomol/mol em substituição às unidades anteriormente utilizadas.
Estas novas unidades estão de acordo com o Sistema Internacional de Unidades.
Para incerteza da medição, fator de abrangência utilizado k = 2

Data: 15/06/04 Analista: 40001980 Responsável: Sakuda, Eliane Miyuki


 Gerente de Controle de Qualidade de Gases Especiais

Observações

Métodos de Verificação

-	H - Quililuminescência	P - Gravimétrico
A - Cromatografia Gasosa (ECD)	I - Emissão Óptica	Q - FID + Metanador
B - Cromatografia Gasosa (TCD)	J - Condutividade Térmica	R - Fotoionização (PID)
C - Eletrolítico	K - Paramagnetismo	S - Obtido por diferença de 100%
D - Cromatografia Gasosa (FID)	L - Fluorescência de Ultravioleta	T - Especificação do Fornecedor
E - Ionização de Chama	M - Ionização de Hélio	
F - Infra-Vermelho	N - Célula de Cristal Hicroscópico	
G - Célula Eletroquímica	O - Tubo Draeger	

Os resultados apresentados neste documento têm significação restrita e se aplicam somente ao(s) cilindro(s) referido(s). A reprodução do documento só poderá ser feita integralmente, sem nenhuma alteração. Estabilidade garantida, desde que o cilindro seja armazenado em local seco, ventilado, ao abrigo de intempéries, e entre as temperaturas de 10 a 35°C

Telefone de Emergência
0800 218471



White Martins Gases Industriais Ltda. - Laboratório de Controle da Qualidade Gases Especiais
 Av. dos Autonomistas, 4332 - Osasco - São Paulo - CEP 06090-015
 Telefone: (011) 3685-7729 - Fax: (011) 3685-7852 - E-mail: antonio_giorgio@praxair.com



CERTIFICADO DE GARANTIA DA QUALIDADE

Número da Ordem: 40160572 Certificado Nº: 40044549 Pedido Nº:
 Cilindro Nº: 386666 Conexão SAWM Nº: 01 ABNT: 245-1
 Cliente: 41398415 ROBSON SCHEFFER
 Endereço: RU AVELINO TALINI, 171
 LAJEADO RS BRA

Composição da Mistura		Nome do Produto		Mistura Padrão Primario Cil G		
Componentes	Método de Verificação	Requisitado	Reportado	Incerteza de Medição		
Dioxido Carbono	B	2000	Micromol / Mol	2002	Micromol / Mol	+/- 0,23 %
Ar Sintético	BALANÇO					

Tipo de Cilindro: G Padrão: Primario
 Pressão: 150,00 kgf/cm² ou 14.709,98 kPa
 Volume: 1,000 m³ @ 21,1 °C e 101,32 kPa ou 1atm
 Método de Confeção: Método Gravimétrico Data de Confeção: 09/06/04 Data de Validade: 09/06/09

Rastreável a massas padrões conforme certificado de calibração da RBC-INMETRO nº M 1975/99
 Os Resultados são expressos %mol/mol ou micromol/mol ou nanomol/mol em substituição às unidades anteriormente utilizadas.
 Estas novas unidades estão de acordo com o Sistema Internacional de Unidades.
 Para incerteza da medição, fator de abrangência utilizado k = 2.

Data: 15/06/04 Analista: 40001980 Responsável: Sakuda, Eliane Miyuki

Antonio Luiz Di Giorgio
 Gerente de Controle da Qualidade de Gases Especiais

Observações

Métodos de Verificação

A - Cromatografia Gasosa (ECD)	H - Quimiluminescência	P - Gravimétrico
B - Cromatografia Gasosa (TCD)	I - Emissão Óptica	Q - FID + Metanador
C - Eletrolítico	J - Condutividade Térmica	R - Fotoionização (PID)
D - Cromatografia Gasosa (FID)	K - Paramagnetismo	S - Obtido por diferença de 100%
E - Ionização de Chama	L - Fluorescência de Ultravioleta	T - Especificação do Fornecedor
F - Infra-Vermelho	M - Ionização de Hélio	
G - Célula Eletrolítica	N - Cálula de Cristal Bigravimétrico	
	O - Tubo Dräger	

Telefone de Emergência
0800 218471



White Martins Gases Industriais Ltda. - Laboratório de Controle da Qualidade Gases Especiais
 Av. dos Autonomistas, 4332 - Osasco - São Paulo - CEP 06090-015
 Telefone: (011) 3685-7729 - Fax: (011) 3685-7852 - E-mail: antonio_giorgio@praxair.com

SISTEMA DA QUALIDADE
 CERTIFICADO
 CONFORME A NORMA



CERTIFICADO DE GARANTIA DA QUALIDADE

Número da Ordem: 40160575 Certificado Nº: 40044553 Pedido Nº:
 Cilindro Nº: 367285 Conexão SAWM Nº: 01 ABNT: 245-1
 Cliente: 41398415 ROBSON SCHEFFER
 Endereço: RU AVELINO TALINI, 171
 LAJEADO RS BRA

Composição da Mistura Nome do Produto: Mistura Padrão Primario Cil G

Componentes	Método de Verificação	Requisitado	Reportado	Incerteza de Medição
Dioxido Carbono	B	5000 Micromol / Mol	5038 Micromol / Mol	+/- 0,90 %
Ar Sintetico		BALANÇO		

Tipo de Cilindro: G Padrão: Primario
 Pressão: 150,00 kgf/cm² ou 14.709,98 kPa
 Volume: 1.000 m³ @ 21,1 °C e 101,32 kPa ou fatm

Método de Confeção: Método Gravimétrico Data de Confeção: 09/06/04 Data de Validade: 09/06/09

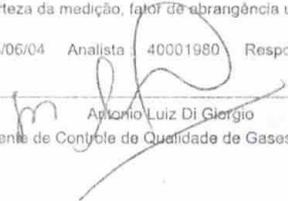
Rastreável a massas padrões conforme certificado de calibração da RBG-INMETRO nº M 1975/99

Os Resultados são expressos %mol/mol ou micromol/mol ou nanomol/mol em substituição às unidades anteriormente utilizadas.

Estas novas unidades estão de acordo com o Sistema Internacional de Unidades.

Para incerteza da medição, fator de abrangência utilizado k = 2

Data: 15/06/04 Analista: 40001980 Responsável: Sakuda, Eliane Miyuki


 Antonio Luiz Di Giorgio
 Gerente de Controle de Qualidade de Gases Especiais

Observações

Métodos de Verificação

-	H - Quiliminescência	P - Gravimétrico
A - Cromatografia Gasosa (ECD)	I - Emissão Óptica	Q - FID + Metanador
B - Cromatografia Gasosa (TCD)	J - Condutividade Térmica	R - Fotoionização (PID)
C - Eletrolítico	K - Paramagnetismo	S - Obtido por diferença de 100%
D - Cromatografia Gasosa (FID)	L - Fluorescência de Ultravioleta	T - Especificação do Fornecedor
E - Ionização de Chama	M - Ionização de Hélio	
F - Infra-Vermelho	N - Célula de Cristal Bigroscópico	
G - Célula Eletroquímica	O - Tubo Dräger	

Os resultados apresentados neste documento têm significação restrita e se aplicam somente ao(s) cilindro(s). A reprodução do documento só poderá ser feita integralmente sem nenhuma alteração. Estabilidade garantida, desde que o cilindro seja armazenado em condições adequadas de temperatura e pressão.

Qualquer alteração deve ser feita em uma cópia original e assinada pelo responsável técnico.

Telefone de Emergência:
0800 218471