DANIELA DE SOUZA SANTOS

**Sistema de processamento de sinais e geração de imagens
químicas para sensores LAPS, FMOS e TAOS baseado em
Dispositivos Lógicos Programáveis FPGA**

**São Paulo
2014**

DANIELA DE SOUZA SANTOS

**Sistema de processamento de sinais e geração de imagens
químicas para sensores LAPS, FMOS e TAOS baseado em
Dispositivos Lógicos Programáveis FPGA**

Dissertação apresentada à
Escola Politécnica da Universidade de
São Paulo para a obtenção do título de
Mestre em Engenharia.

**São Paulo
2014**

DANIELA DE SOUZA SANTOS

**Sistema de processamento de sinais e geração de imagens
químicas para sensores LAPS, FMOS e TAOS baseado em
Dispositivos Lógicos Programáveis FPGA**

Dissertação apresentada à
Escola Politécnica da Universidade de
São Paulo para a obtenção do título de
Mestre em Engenharia.

Área de concentração:
Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Livre-Docente
Dr. Walter Jaimes Salcedo.

**São Paulo
2014**

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 15 de abril de 2014.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

Catálogo-na-publicação

Santos, Daniela de Souza

Sistema de processamento de sinais e geração de imagens químicas para sensores LAPS, FMOS e TAOS baseado em dispositivos lógicos programáveis FPGA / D.S. Santos. -- ver. corr. --São Paulo, 2014.
p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1.Processamento de sinais 2.Sensores químicos 3.Circuitos FPGA I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, Aguinaldo José Santos e Rosana Aparecida de Souza Santos.

Ao meu tio Antônio Torquato dos Santos e à minha avó Zélia Gonçalves de Souza.

Ao Prof. Dr. Antônio Luís dos Santos Filho.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus.

Aos meus pais, Aguinaldo e Rosana.

Ao meu tio Torquato e a minha avó Zélia.

Aos meus irmãos, Danilo e Dandara.

Ao meu noivo Ronny Dairiki, que durante estes anos me apoiou incondicionalmente e entendeu minhas ausências...

Ao Professor Livre-docente Dr. Walter Jaimes Salcedo, meu orientador, pela dedicação e paciência.

Ao Professor Me. Mauro Sérgio Braga, pela amizade e dedicação que sempre demonstrou para a conclusão deste trabalho, e também a Isabella Franco Braga, pelo apoio e carinho.

Ao Prof. Dr. Alexandre Caporalli, pela primeira oportunidade de participar de um projeto de iniciação científica.

Ao Prof. Dr. Antônio Luiz e ao Prof. Dr. Ricardo Mori, pelo conselho certo na hora certa...

Aos amigos do grupo de pesquisa, pela troca de experiências e momentos de descontração.

Ao Sr. Tiamning e ao André Bassoli da National Instruments, pelo suporte técnico.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo - campus Cubatão e ao CEPEMA-USP, por cederem o espaço e emprestarem equipamentos para nossos ensaios.

Muito obrigada!

É principalmente através dos livros que nos relacionamos com mentes superiores. ... Nos melhores livros, grandes homens falam conosco, oferecendo suas opiniões preciosas, e abrem a alma para nós. Graças a Deus pelos livros! Eles são as vozes daqueles que estão distantes e dos mortos, e nos tornam herdeiros da vida espiritual de épocas passadas. Os livros são verdadeiros niveladores. Oferecem a todos os que os lêem fielmente a companhia e a presença espiritual dos melhores e maiores de nossa raça.

Willian Ellery Channing

RESUMO

Os crescentes problemas relacionados à poluição do meio ambiente colocam desafios para o desenvolvimento de sistemas de sensores integrados e portáteis que permitam o monitoramento do ambiente em tempo real. Nesse sentido, no presente trabalho foi projetado e implementado um sistema de aquisição, processamento de sinais e geração de imagens químicas aplicado para a medição do nível de pH e detecção de metais pesados e elementos patogênicos totalmente integrado e construído na placa sbRIO-9631. O sistema foi desenvolvido e integrado um amplificador Lock-in digital para leitura de valores de mudança de fase e intensidade dos sinais provenientes de sensores optoeletrônicos LAPS, TAOS e FMOS. Foi também desenvolvido e integrado a um sistema automatizado de controle de mistura de gases para realizar ensaios de calibração do sensor e medições de tempo de resposta dos sensores. Também foi integrado um sistema automatizado de escaneamento XY de fonte de luz de excitação para os sensores ópticos utilizando um display μ OLED-128-G1. Este sistema ainda pode ser integrado a dispositivos móveis via Internet para transferência de dados a centros de pesquisa e monitoramento. O sistema integrado com todas as unidades acima descritas mostrou ser um sistema portátil, reconfigurável e eficiente para a aquisição e processamento de sinais de resposta de diversos tipos de sensores tais com LAPS, TAOS e FMOS.

Palavras-chave: Imagem química. Técnica de escaneamento por luz pulsada. Sensor de imagem. Amplificador Lock-in. OLED. FPGA. LabVIEW®.

ABSTRACT

The problems of environment pollution increasingly growing and pose challenges for the development of integrated and portable sensor systems that allow the monitoring of the environment in real time. In that sense in the present work was designed and implemented an acquisition system, signal processing and chemical Imaging generation to apply in the pH level measurement and the detection of heavy metals and pathogenic elements fully integrated and built on the sbRIO-9631 board. In the system was developed and integrated a digital Lock-in amplifier for reading values of phase shift and intensity of the signals coming from optoelectronic sensors LAPS, TAOS and FMOS. It was also developed and integrated on the sbRIO-9636 an automated gas mixture control system to perform tests for calibration of the sensor and measure the sensor response time. It was developed and integrated an automated XY scan system for light source to excited optical sensors using a μ OLED-128-G1 display. This system can be integrated into mobile devices via Internet for transferring data to research and monitoring centers. The integrated system with all the units described above proved to be a portable, reconfigurable and efficient system for data acquisition and signal processing from many types of sensors such as LAPS, TAOS and FMOS.

Keywords: Image chemichal. Scanning technique pulsed light. Image Sensor. Lock-in amplifier. OLED. FPGA. LabVIEW ®.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Geração da fotocorrente em um dispositivo LAPS [13].....	22
Figura 2 - Diagrama esquemático para leitura das 16 posições do sensor LAPS [14].	23
Figura 3 - Diagrama esquemático para aquisição de imagens de dispositivos LAPS. a) Esquema convencional com posicionador X-Y mecânico. b) Ajuste com feixe de luz flexível com o uso do DLP [15].	25
Figura 4 - Esquema do sistema de instrumentação para língua eletrônica. [23].....	26
Figura 5 - Diagrama Esquemático de um sistema OLED-LAPS [6].....	27
Figura 6 - Diagrama do arranjo experimental para imagens em Ressonância <i>plasmon</i> de superfície [25].	28
Figura 7 - Diagrama do arranjo experimental para Espectroscopia de absorção visível [26].	28
Figura 8 - Diagrama de blocos do sistema portátil para a medição de O ₂ [27].....	30
Figura 9 - Diagrama de blocos do sistema de medição [30].....	31
Figura 10 - Diagrama esquemático do arranjo do sistema de diluição de O ₂ e N ₂ e esquema de ligação do método de medição da intensidade fotoluminescente dos sensores TCS3200 e MOS [24].....	33
Figura 11 - Representação gráfica de um amplificador Lock-in analógico: sinal de entrada $s(t)$, sinal de referência $r(t)$, saída do PSD $y(t)$, saída do filtro passa-baixas [34]	35
Figura 12 - Situação onde o amplificador Lock-in analisa um sinal senoidal de entrada livre de ruídos. O aparelho trabalha com um sinal de referência gerado internamente. O PSD trabalha multiplicando estes dois sinais, resultando num sinal de saída (demodulado), que caso não exista mudança de fase entre eles a saída do demodulador toma a forma de uma senóide com o dobro de frequência, porém com sua amplitude alterada para um valor médio, positivo. (b) Mesma situação anterior, porém agora com uma defasagem de 90° com relação ao sinal de referência. Repare que o sinal continua com o dobro da frequência, porém agora com seu valor médio igual a zero [41].	36
Figura 13 - sbRIO-9631 - Dispositivo integrado com AI, AO, DIO, FPGA	48
Figura 14 - Amplificador Lock-in digital básico.	51

Figura 15 - Fluxograma simplificado da geração do sinal de referência.....	52
Figura 16 - Interface gráfica para configurar o sinal de referência	53
Figura 17 - Configuração da Entrada Analógica.....	55
Figura 18 - Diagrama de blocos de um PLL	56
Figura 19 - Configuração do PLL	56
Figura 20 - Configuração do filtro CIC	57
Figura 21 - Configuração do filtro de média móvel.....	57
Figura 22 - Indicadores da amplitude e da fase detectados pelo amplificador Lock-in	58
Figura 23 - Dispositivo óptico comercial TCS3200 [24].....	59
Figura 24 - Diagrama do sistema de detecção de oxigênio dissolvido usando sensores TAOS	60
Figura 25 - Interface gráfica do sistema de detecção de oxigênio dissolvido.....	61
Figura 26 - Interface gráfica do sistema de controle de diluição de gases para detecção de oxigênio dissolvido usando sensores TAOS e caracterização e obtenção de imagem química por iluminação de grande área usando sensores FMOS.....	63
Figura 27 - Configurações iniciais para o sistema de controle de diluição de gases.....	64
Figura 28 - Sistema de controle de diluição de gases.....	64
Figura 29 - Diagrama de blocos do processo de geração de imagem	65
Figura 30 - μ OLED-128-G1 - vista frontal.....	67
Figura 31 - μ OLED-128-G1 - vista traseira.....	67
Figura 32 - Varredura OLED-LAPS - Conversão Serial UART para Serial RS232....	68
Figura 33 - Módulo conversor de comunicação - Serial RS-232 para TTL.....	68
Figura 34 - Diagrama eletrônico do amplificador de transimpedância [57].....	69
Figura 35 - Serviço Web do LabVIEW®.....	70
Figura 36 - Variáveis compartilhadas via serviço Web	71
Figura 37 - Circuito RC.....	72
Figura 38 - Resposta para um circuito RC ($V_{pp} = 4V$, $R = 1k\Omega$ e $C = 33nF$).....	74
Figura 39 - Resposta para um circuito RC ($V_{pp} = 4V$, $R = 1k\Omega$ e $C = 33nF$).....	74
Figura 40 - Diagrama esquemático do arranjo do sistema de diluição de oxigênio e nitrogênio com o dispositivo TAOS - TCS3104.	75

Figura 41 - Medida de Fase para diferentes concentrações de O_2 com a utilização do sistema Lock-in	76
Figura 42 - Medida de amplitude (V_{rms}) para diferentes concentrações de O_2 com a utilização do sistema Lock-in.....	76
Figura 43 - Curvas de resposta do sensor TAOS obtidas a partir da medida de fase e V_{rms} com o amplificador lock-in digital.	77
Figura 44 - Diagrama esquemático do arranjo do sistema de diluição de oxigênio e nitrogênio.....	78
Figura 45 - Resposta de emissão fotoluminescente do dispositivo Vidro/PtOEP/Poliestireno em diferentes concentrações de O_2 obtida a partir do sistema automático de diluição de gases.	79
Figura 46 - Emissão fotoluminescente do dispositivo Vidro/PtOEP/Poliestireno em exposição alternada de 0 e 100% de O_2 em N_2 para medida de tempo de resposta.	80
Figura 47 - OLED-LAPS mostrando a emissão de luz em diferentes posições e diferentes comprimentos de onda	81
Figura 48 - Iluminação de grande área (OLED-FMOS em RGB)	82
Figura 49 - Diagrama eletrônico do amplificador de transimpedância [24].....	82
Figura 50 - Curva característica de resposta do amplificador de transimpedância [57].	83
Figura 51 - Modos de operação: Web ou Local.....	83
Figura 52 - Interface web.....	84

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - NI 9263 - Quantidade de canais x Tempo de atualização....54

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

4DGL	<i>4D Graphics Language</i>
AD	Conversor de sinal analógico para digital
AI	<i>Analog Input</i>
AM	Amplitude Modulation
AO	<i>Analog Output</i>
AMOLED	<i>Active Matrix OLED</i>
ARM	<i>Advanced RISC Machine</i>
ca	Corrente alternada
cc	Corrente contínua
CI	Circuito integrado
CIC	<i>Cascaded Integrator-Comb</i>
DAQ	<i>Data acquisition</i>
DIO	<i>Digital Input Output</i>
DLP	<i>Digital Light Processing</i>
DSP	<i>Digital Signal Processors</i>
EIS	<i>Electrolyte - insulator – semiconductor</i>
E/S	<i>Entrada/Saída</i>
ESD	<i>Electrostatic discharge</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplex</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transformation</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FMOS	<i>Fluorescent Metal Oxide Silicon</i>
FPGA	<i>Field-programmable gate array</i>

GCF	<i>Gas correction factor</i>
GUI	<i>Graphical User Interface</i>
HDL	<i>Hardware Description Language</i>
HTML	<i>HyperText Markup Language</i>
HTTP	<i>Hypertext Transfer Protocol</i>
I/O	<i>Input/output</i>
JSON	<i>JavaScript Object Notation</i>
LAPS	<i>Light-addressable potentiometric sensor</i>
LCD	<i>Liquid Crystal Displays</i>
LED	<i>Light-emitting diode</i>
LSB	<i>Least significant bit</i>
MLAPS	<i>Multi Light Addressable Potential Sensor</i>
MOS	<i>Metal Oxide Silicon</i>
NI	<i>National Instruments</i>
OD	Oxigênio dissolvido
OLED	<i>Organic Light-Emitting Diodes</i>
PCI	<i>Peripheral Component Interconnect</i>
PD	<i>Phase detector</i>
PET	Politereftalato de etileno
PLL	<i>Phase-lock loop</i>
PMOLED	<i>Passive Matrix OLED</i>
PSD	<i>Phase-sensitive detector</i>
PtOEP	Porfirina Octaetilporfirina
RC	Circuito resistor-capacitor
RGB	<i>Red, Green, and Blue</i>

RT	<i>Real Time</i>
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i>
S/s	<i>Samples/second</i>
TAOS	<i>Texas Advanced Optoeletronic Solutions®</i>
TCP/IP	<i>Transmission Control Protocol/Internet Protocol</i>
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i>
URL	<i>Uniform Resource Locator</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
UV	<i>Radiação ultravioleta</i>
VCO	<i>Voltage-controlled oscillator</i>
VCSEL	<i>Vertical Cavity Surface Emission Laser</i>
VI	<i>Virtual Intrument</i>
VHDL	<i>Very-high-speed integrated circuit HDL</i>
V _p	<i>Tensão de pico</i>
XML	<i>Extensible Markup Language</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

Θ	Diferença de fase entre V_{in} e V_{Ref}
λ	Comprimento de onda
ϕ_o	Intensidade da energia luminosa para geração de portadores de carga na região de depleção do semicondutor
ω	Frequência angular
Ag	Prata
AgCl	Cloreto de Prata
Cd^{2+}	Íons de Cádmio
Cu^{2+}	Íons de Cobre
Co	Cobalto
Ga	Gálio
dB	Decibel
i_g	Sinal de corrente proporcional à geração de portadores de carga na região de depleção do semicondutor
ITO	<i>Indium Tin Oxide</i>
Hg^{2+}	Íons de Mercúrio
kHz	Kilohertz
k Ω	Kiloohm
Mb/s	Megabits por segundo
MHz	Megahertz
mV	Milivolt
mW	Miliwatt
nm	Nanometro
nV	Nanovolt
O ₂	Oxigênio

Pb^{2+}	Íons de Chumbo
pH	Potencial hidrogeniônico
q	Carga do elétron ($1,6 \times 10^{-19}\text{C}$)
R	Resistor do amplificador de transimpedância cujo valor é o fator de ganho deste amplificador
R_G	Resistor externo para ajuste de ganho do amplificador de instrumentação
Si	Silício
U_1	Tensão de saída U_1 dependente de θ_1
U_2	Tensão de saída U_2 dependente de θ_2
U_{out}	Tensão na saída do amplificador Lock-in
μV	Microvolt
V_{in}	Sinal de entrada do amplificador Lock-in
V_{Ref}	Sinal de referência do amplificador Lock-in
V_P	Tensão de polarização aplicada externamente
V_R	Queda de tensão sobre o resistor do amplificador de transimpedância
V_S	Tensão de saída do amplificador de transimpedância

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	Sensores de imagem tipo LAPS	21
1.2	Sensores baseados em emissão fotoluminescente	28
1.3	Aquisição e processamento dos sinais adquiridos pelo sistema de imagem química - Amplificador Lock-in	33
1.3.1.1	Amplificador Lock-in Analógico	39
1.3.1.2	Amplificador Lock-in Digital	40
2	OBJETIVOS	44
3	JUSTIFICATIVA	45
4	PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS	47
4.1	Hardware	47
4.2	Aplicativo	48
4.3	Desenvolvimento de um amplificador Lock-in digital	49
4.3.1	Configuração do amplificador Lock-in	52
4.4	Desenvolvimento do sistema de diluição e de detecção de oxigênio dissolvido	58
4.5	Desenvolvimento do sistema de aquisição, processamento de sinais e geração de imagem química	64
4.5.1	LAPS e FMOS - Sistema automatizado de varredura X-Y	66
4.6	Desenvolvimento de um circuito amplificador de transimpedância	68
4.7	Configuração e integração com dispositivos móveis via Internet	70
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	72
5.1	Amplificador Lock-in digital	72
5.1.1	Calibração do amplificador Lock-in	72
5.1.2	Aplicação do amplificador Lock-in na medida da concentração do gás de oxigênio utilizando dispositivos TAOS	75

5.2	Sistema automático de diluição de gases para ensaios de tempo de resposta de sensores fotoluminescentes na detecção de O_2	78
5.2.1	Resposta dinâmica dos sensores fotoluminescentes	79
5.3	Sistema automatizado de varredura X-Y	80
5.4	Circuito amplificador de transimpedância	82
5.5	Configuração e integração com dispositivos móveis via Internet.....	83
6	CONCLUSÕES	85
7	PERSPECTIVAS FUTURAS	87
8	REFERÊNCIAS.....	88

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de um sistema integrado e portátil para a obtenção de imagens químicas é de grande interesse para o campo da bioquímica, a indústria de alimentos e o monitoramento ambiental. Atualmente diversas técnicas que usam as mais variadas formas de automação têm sido apresentadas para melhorar a qualidade das medições e aumentar a velocidade da aquisição dos dados [1-5].

Os sensores de imagem química são sistemas baseados em dispositivos semicondutores ou filmes finos de moléculas corantes [6,7] capazes de gerar imagens bidimensionais permitindo visualizar a distribuição espacial de espécies químicas em sistemas eletroquímicos e biológicos que estão em contato com a superfície sensível. A representação da superfície sensível do sensor através da geração de imagens químicas é uma técnica utilizada há muitos anos e que tem sido aplicada, por exemplo, para a identificação de gases, a visualização de atividades de *E. Coli*, monitorar a acidez devido à atividade metabólica de culturas de células, visualizar processos eletroquímicos e reações enzimáticas, monitorar processos fluídicos em dispositivos microfluídicos e medição do processo metabólico das células pela observação do pH [8-10].

1.1 Sensores de imagem tipo LAPS

Os sensores de imagens LAPS são dispositivos semicondutores de Silício que foram reportados pela primeira vez em 1988 [11], desde então estes dispositivos tem atraído considerável atenção devido à simplicidade de sua estrutura, flexibilidade para analisar diferentes substâncias e a facilidade de fabricação. Quando comparado com outros tipos de sensores bioquímicos, ele apresenta vantagens excepcionais na medição de vários parâmetros e por sua compatibilidade com modernos processos MOS baseado em circuito integrado, é simples de ser integrado a outros sistemas [12]. O sistema do sensor LAPS é constituído de uma interface eletrólito/isolante-semicondutor (Si), a largura da camada de depleção no Si é fortemente dependente da concentração iônica na superfície sensível (filme isolante) do sensor, assim a variação da camada de depleção pode ser monitorada através

da fotocorrente induzida pela iluminação de um determinado ponto do filme sensível do sensor, Figura 1. A intensidade da fotocorrente depende da largura da camada de depleção, nesse sentido nestes dispositivos é necessária a polarização do dispositivo com uma tensão CC tal que o sensor apresente máxima sensibilidade (região próximo da inversão). Importante mencionar que a fotocorrente só será observada por um circuito externo quando o feixe de luz for modulado na forma de um sinal de onda quadrada [6]. Podem-se endereçar diferentes regiões da superfície do sensor pela mudança da posição do ponteiro de luz, pois neste tipo de dispositivo, a iluminação define a área de medição. Usando a amplitude dos pulsos de luz modulados e a tensão de polarização cc, a concentração da substância a ser analisada pode ser determinada pela medição da intensidade ou da fase da fotocorrente resultante [5,11,13-16].

Figura 1 - Geração da fotocorrente em um dispositivo LAPS [13].

Os sensores de imagens químicas reportados na literatura são sistemas complexos que precisam de bancadas de laboratório e montagens complexas. A primeira geração de sistemas de varredura de sensores LAPS teve a desvantagem de ser volumosa e lenta devido aos movimentos mecânicos do posicionador X-Y e o uso de um feixe de luz focalizado para endereçar um por um os pontos que deveriam ser medidos. Além disto, a forma e o tamanho do feixe de luz eram fixados de forma visual pelo operador do sistema e não podiam ser alterados durante a medição [6,14-15]. Atualmente diversos pesquisadores tem se dedicado a desenvolver sistemas que tornem viáveis outras possibilidades para a construção de um sistema de obtenção de imagem química que seja rápido e flexível. Uma das abordagens já

estudadas para diminuir o tempo de varredura é o uso de múltiplas fontes de luz [17-20]. Quando múltiplas fontes de luz são moduladas em diferentes frequências, o sinal obtido é a superposição de cada componente da frequência, que pode ser individualmente extraído por análise de Fourier. Zhang et al. utilizaram três fontes de luz e mediram simultaneamente as fotocorrentes induzidas por estas fontes que estavam situadas em diferentes posições da superfície do sensor [19]. Wagner et al. relataram uma plataforma de 16 fontes de luz com medida simultânea das 16 fotocorrentes induzidas [20] e Hu et al. também reportou a medição simultânea de três fotocorrentes induzidas usando um *chopper* óptico [21].

Schöning et al., apresentaram um sistema para o sensor LAPS, que oferece a possibilidade de medir simultaneamente mais de 16 posição que podem, por exemplo, detectar diferentes íons, pela utilização de diferentes transdutores íons-sensíveis sobre a sua superfície, ou como um sensor de imagens químicas medir a substância a ser analisada na superfície do sensor. Uma placa de aquisição de dados integrada a um aplicativo desenvolvido em LabVIEW® foram utilizados para o controle e a monitoração do sistema LAPS, sem a necessidade de equipamentos especiais e caros [14].

Figura 2 - Diagrama esquemático para leitura das 16 posições do sensor LAPS [14].

Miyamoto et al. propuseram um sistema de varredura de imagem química baseado em FDM-LAPS. O sistema é capaz de medir simultaneamente 16 diferentes posições da superfície do sensor através de um *array* linear de LEDs. O tempo total de varredura foi de 6,4 segundos com uma resolução de 16 pixels x 128 linhas. A resolução do sistema pode ser melhorada pelo aumento do número de LEDs sem

aumentar o tempo total de varredura. Com este arranjo experimental foi possível demonstrar a relação linear entre os valores da fotocorrente e do pH detectados. O programa desenvolvido em LabVIEW® ajusta as frequências de modulação dos LEDs, controla a tensão de polarização, movimenta os estágios de varredura, mede o sinal de fotocorrente com a placa de aquisição de dados, e processa os dados para mostrar a imagem química [5].

Outras abordagens utilizam diodos VCSEL, sistema DLP (pico projetor, Texas Instruments®) ou display OLED para miniaturizar e aumentar a velocidade do sistema. Para gerar a fotocorrente, a parte de trás do silício é iluminada por um *array* de diodos usando um chip DLP tipicamente empregado em projetores de vídeo. Quando um chip DLP é coordenado com um sinal digital de um padrão gráfico, com uma fonte de luz e com as lentes de projeção, seus espelhos refletem sobre a superfície LAPS [22]. Wagner et. al apresentam um sistema de aquisição de imagens químicas baseado em DLP (Figura 3), ele possibilita a livre definição do tamanho e forma do ponteiro de luz. Um eletrodo de referência Ag/AgCl e a parte traseira do contato de alumínio foram utilizados para aplicar a voltagem de polarização e registrar a fotocorrente gerada. Para garantir a precisão da temporização dos padrões de vídeo, independente da carga de trabalho do computador, foi utilizada uma placa processadora baseada em ARM executando um programa no sistema operacional GNU/Linux. Movimentos mecânicos foram necessários somente para controlar a inclinação dos micro-espelhos. Este sistema de escaneamento pôde endereçar 480x320 pixels, alcançando uma resolução máxima de 153.600 pontos. A fotocorrente primeiramente passa através de um amplificador de transimpedância e então é digitalizada por um conversor AD (cartão DAQ da National Instruments®). Um programa feito em LabVIEW® foi usado para gerar a tensão de polarização, o registro da fotocorrente resultante, filtro através de um algoritmo FFT, o envio de comandos para mudar os parâmetros dos pontos de medição e a geração da imagem química. Este arranjo possibilitou que uma primeira rápida varredura com baixa resolução seja executada em poucos segundos, depois disto, pequenas regiões de interesse podem se varridas com maior resolução. Estas imagens foram geradas com sucesso para descrever a acidificação devido à atividade metabólica da cultura de células, para visualizar processos eletroquímicos,

e reações enzimáticas, ou observar processo fluídico em dispositivos microfluídicos [15].

Figura 3 - Diagrama esquemático para aquisição de imagens de dispositivos LAPS. a) Esquema convencional com posicionador X-Y mecânico. b) Ajuste com feixe de luz flexível com o uso do DLP [15].

Men et al. desenvolveram um sensor potenciométrico de luz endereçável múltipla (MLAPs) com potencial para ser utilizado na detecção de odores, concentração de íons e imagem dinâmica em diversas áreas como a detecção ambiental ou controle industrial. A fim de obter a resposta de cada película sensível, foram adotados métodos de processamento de sinal para obter a resposta de cada filme sensível com base em diferentes frequências de fonte de luz. Cada sinal foi modulado para diferentes frequências, por meio de modulação em amplitude (AM) ou de frequência modulada (FM), o sinal de saída foi demodulado para obter a resposta de vários pontos simultaneamente [23].

Figura 4 - Esquema do sistema de instrumentação para língua eletrônica. [23]

A literatura reportou a proposta do desenvolvimento de sensores de imagens baseados em vidros calcogenetos sobre o dispositivo LAPS, em regiões definidas, é possível aplicá-lo na detecção de íons de metais pesados (Pb^{2+} , Cd^{2+} , Cu^{2+} , Hg^{2+} etc.) em soluções aquosas, como sistemas do tipo “línguas eletrônicas”. Neste caso, através da varredura automática por luz pulsada aplicada na parte traseira do sensor podem ser obtidas imagens químicas que se diferenciam de acordo com o íon metálico em contato com a superfície sensível [23,24].

Outra opção para eliminar o uso de dispositivos ópticos e mecânicos durante a varredura por fonte de luz da superfície dos sensores LAPS é o uso de um display OLED. Ele pode ser configurado para substituir a técnica mecânica de varredura com vantagens, pois além da posição, também o tamanho e a forma do feixe de luz podem ser arbitrariamente customizados para atender aos requisitos da amostra a ser investigada.

Miyamoto et. al apresentam um projeto de sistema para obtenção de imagem química que usa um display OLED de 0,96 polegadas (uOLED-96-G1, 4D systems inc.) para varrer a superfície do sensor (Figura 5). A capacidade de iluminação do

display OLED, que fornece maior contraste se comparado ao LCD convencional, foi adequada para os requisitos de iluminação LAPS. O aplicativo de medição controlou os pixels ativos no display com a resolução 96 x 64 (largura x comprimento) via interface USB. O aplicativo de medição ajusta a tensão de polarização, registra a fotocorrente, controla a varredura de luz, e mostra a distribuição da fotocorrente. Com este arranjo, o sistema de obtenção de dados para a geração de imagem química foi grandemente reduzido em tamanho em comparação aos sistemas convencionais. O arranjo baseado em OLED-LAPS não requer qualquer mecanismo complicado, além disto, a área de medição pode ser customizada para ajustar a iluminação ao tamanho e a forma da amostra a ser medida [6]. Antes disso, com uma abordagem similar, Filippini et al. propuseram o uso de um monitor de computador com feixes de luz modulados para obtenção de imagens químicas baseados em Ressonância de *plasmon* de superfície (Figura 6) e espectroscopia de absorção visível (Figura 7) respectivamente [25,26].

Figura 5 - Diagrama Esquemático de um sistema OLED-LAPS [6].

Figura 6 - Diagrama do arranjo experimental para imagens em Ressonância *plasmon* de superfície [25].

Figura 7 - Diagrama do arranjo experimental para Espectroscopia de absorção visível [26].

1.2 Sensores baseados em emissão fotoluminescente

Determinar a concentração de oxigênio é de grande importância para muitas aplicações médicas, ambientais e industriais. Sensores de oxigênio ópticos são vantajosos sobre outros tipos de sensores porque oferecem a possibilidade de miniaturização, têm tempos de resposta rápidos, não consomem oxigênio e não são facilmente contaminados. A detecção de luminescência com base em medições de intensidade é mais utilizada porque a instrumentação necessária é simples e de baixo custo. O arranjo experimental mais comum para o sensor de oxigênio óptico é baseado principalmente na medição da luminescência de alguns corantes em contato com o oxigênio, os sistemas são formados por corantes luminescentes encapsulados em um filme de polímero permeável ao oxigênio (como silicone, vidro sol-gel, poliestireno, poli (metacrilato de metilo), polímeros de flúor, e celulose

(derivados), uma fonte de luz (geralmente um diodo emissor de luz, LED, ou um laser) para excitar o corante, um fotodiodo para detectar a radiação emitida e uma fibra-óptica para a transmissão de luz. Na maioria dos casos, o material sensível ao oxigênio é depositado sobre um substrato, tal como um filme, juntamente com os reagentes. Isto pode ser conseguido por técnicas de imersão, pintura, pulverização, aplicação de vazamento, após a aplicação, o substrato revestido é colocado entre o feixe de luz de excitação e um detector e desta forma mede-se a fotocorrente gerada [27]. Uma solução apresentada para tornar o sistema eletrônico de medição de luminescência portátil foi desenvolvido com o uso de um microcontrolador de baixo custo PIC16F873 da Microchip®. Este microcontrolador executa o controle de excitação e detecção de sinais ópticos, inclui um algoritmo para o processamento de sinais de fotocorrente e controla todas as interfaces com os instrumentos, tais como monitor, teclado, alarme sonoro (que é ativado no caso de a concentração de oxigênio estar em um nível não aceitável) e com uma porta serial para comunicação com o computador. Além disso, uma função de modo de suspensão foi programada para a operação em baixa potência. A Figura 8 mostra o diagrama blocos do sistema eletrônico que é formado por: módulo sensor, circuitos lógicos, circuitos de cronometragem, microcontroladores, circuitos de gerenciamento de energia e de interfaces. No módulo sensor, que possui um único canal óptico, o filme de detecção de oxigênio é opticamente excitado por um diodo emissor de luz verde, com emissão máxima de 525 nm. Para melhorar a estabilidade de excitação, o LED é polarizado com uma fonte de corrente estabilizada. O efeito de luz ambiente é insignificante, porque o módulo é opticamente blindado e possui pequenos furos cobertos com espuma preta para a entrada do gás, não são requeridos nem lente nem filtros ópticos, resultando em um módulo de detecção compacto e robusto. O sinal digital é processado e o resultado exibido na tela de LCD. A razão sinal-ruído foi melhorada por meio da repetição do procedimento de medição e cálculo do resultado médio. Com este arranjo de detecção e o procedimento de medição, foram obtidos os seguintes resultados: alta imunidade a ruídos óptica e elétrica, eletrônica simples, operação em baixa potência, um instrumento robusto e confiável [27-30].

Figura 8 - Diagrama de blocos do sistema portátil para a medição de O_2 [27].

Apesar de a detecção de luminescência por intensidade ser muito comum, a precisão e a exatidão de sistemas deste tipo são afetadas por mudanças na intensidade de iluminação externa, efeitos de filtro interno, *drifts*, fotodegradação do corante indicador e distribuição de corante não-homogêneo, possibilidade de incrustação e dificuldade de calibragem. Alguns desses obstáculos podem ser minimizados ou mesmo superados se for medido o tempo do decaimento luminescente ao invés da intensidade. Mas a complexidade e o custo elevado da instrumentação para medições do tempo de vida da luminescência, juntamente com o número limitado de corantes indicadores que apresentam alterações significativas para a medição do tempo de decaimento luminescente, são as principais desvantagens de tais técnicas [29,30].

A intensidade da luminescência e o tempo de decaimento podem ser medidos tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência. A medição no domínio da

frequência oferece várias vantagens em comparação com as técnicas de medição no domínio do tempo. A vantagem vem do fato de que teoricamente a largura de banda da medição de uma frequência específica pode ser reduzida tanto quanto desejado, aumentando assim significativamente a relação sinal-ruído. Além disso, no domínio da frequência, tanto o deslocamento de fase ou a alteração de amplitude podem servir para demodular o sinal luminescente, por exemplo, para obter o tempo de vida correspondente. As medições de deslocamento de fase normalmente são menos afetadas pela luz difusa e de fundo do que as realizadas no domínio do tempo [30].

Valledor et al. apresentaram uma proposta para a medição do deslocamento de fase, nela um diodo emissor de luz ultravioleta foi usado para modular luz sobre o sensor. A luz modulada emitida pelo LED e a resposta do sensor de luminescência foram guiados por um feixe de fibra óptica bifurcada. O sinal de luminescência foi medido utilizando um fotodiodo e um amplificador de transimpedância de alto ganho. O deslocamento de fase foi medido usando um amplificador Lock-in. O sinal fornecido pelo gerador de funções foi usado como um sinal de referência para as medições de deslocamento de fase. O atraso introduzido por circuitos eletrônicos é uma fonte comum de erro na medição de deslocamento de fase. Para cancelar este atraso, o sinal do LED foi medido diretamente, se o sensor químico não é excitado, o atraso medido é devido a fatores instrumentais. Este valor é considerado como um erro constante de desvio de fase e pode ser facilmente corrigido por subtração aritmética [30] (Figura 9).

Figura 9 - Diagrama de blocos do sistema de medição [30].

Braga et al. apresentaram uma outra proposta para o uso de dispositivos TAOS como dispositivo fotodetector para emissão fotoluminescente de moléculas corantes sensíveis a um composto determinado, estes dispositivos optoeletrônicos possuem a

capacidade de detectar espectralmente três cores diferentes devido a que junto ao fotodetector estão integrados três filtros óticos. A idéia de Braga et al. [24] foi depositar o filme sensível fotoluminescente diretamente sobre a superfície dos fotodetectores TAOS. Assim, pela deposição de um filme de Octaetilporfirina (PtOEP) este dispositivo pode ser usado para detecção de oxigênio, o princípio de funcionamento dele é baseado na medida de intensidade e da fase da emissão fotoluminescente da molécula de PtOEP. A resposta da emissão da fotoluminescência da molécula de PtOEP encontra-se na região do vermelho (644 nm).

Braga et al. [24] também propuseram um outro dispositivo baseado na emissão fotoluminescente de moléculas corantes utilizando neste caso um capacitor MOS como detector, este dispositivo foi denominado de FMOS. O princípio de funcionamento é totalmente semelhante aos dispositivos LAPS anteriormente descritos, ou seja, a resposta do sensor é determinada pela fotocorrente induzida neste caso excitada pela emissão fotoluminescente das moléculas ativas previamente depositadas na superfície do dispositivo MOS. Neste caso, foi depositado um filme de moléculas de PtOEP na superfície do dispositivo MOS, as moléculas corantes foram excitadas com uma fonte de luz ultravioleta (380 nm) e a emissão fotoluminescente foi na região de 645 nm (vermelho), esta energia é adequada para a geração da fotocorrente induzida no dispositivo MOS, o que não acontece com a luz de excitação (380 nm) devido que neste caso a luz é quase totalmente absorvida na superfície do Si do dispositivo MOS. (Figura 10).

Figura 10 - Diagrama esquemático do arranjo do sistema de diluição de O₂ e N₂ e esquema de ligação do método de medição da intensidade fotoluminescente dos sensores TCS3200 e MOS [24].

A reposta dos sensores de emissão fotoluminescente precisa de uma eletrônica de aquisição de sinais com uma elevada razão de sinal/ruído, neste sentido um dos elementos importantes do sistema eletrônico de aquisição pode ser um amplificador Lock-in. Este amplificador pode fornecer leituras de intensidade e fase dos sinais de resposta dos sensores; a medida de fase pode servir para a medida de tempo de vida da emissão fotoluminescente das moléculas corantes. Neste sentido a seguir daremos uma breve descrição deste tipo de amplificador que foi implementado no presente projeto.

1.3 Aquisição e processamento dos sinais adquiridos pelo sistema de imagem química - Amplificador Lock-in

Todo o sinal elétrico tratado pela engenharia está contaminado com algum tipo de ruído ou misturado com outros sinais que possuem amplitude, frequência e fase diferentes e que não são necessariamente considerados ruídos, mas também precisam ser filtrados. Devido a isto, as aplicações do amplificador Lock-in abrangem diversas áreas do conhecimento, vão desde a física moderna de partículas, passando pelo estudo de propriedades ópticas em materiais, até as técnicas comuns de caracterização de materiais magnéticos, supercondutores, além de muitos outros.

Atualmente o amplificador Lock-in pode ser usado como: instrumento medidor de fase, uma unidade medidora de ruído, um analisador de espectro entre outras funções. Estes exemplos representam uma pequena parcela das várias aplicações deste instrumento nas atividades de pesquisa, pois não é fácil determinar uma quantidade típica, uma estimativa válida, ou o verdadeiro valor de um parâmetro medido devido a indesejados ruídos que corrompem o sinal original e contaminam as medições [31,32].

O amplificador Lock-in é um dispositivo de medição comumente utilizado para extrair um sinal periódico de nível extremamente baixo misturado a ruídos, em outras palavras, funciona como um filtro de banda estreita que diferencia sinais de baixa intensidade de ruídos. Essencialmente, um amplificador Lock-in é um filtro baseado na teoria da correlação com uma largura de banda estreita que pode detectar a amplitude e a fase de um sinal fraco em situação de muito ruído. O filtro deste dispositivo é de banda estreita que mede, idealmente, somente uma componente de Fourier da resposta do sistema. O amplificador Lock-in trabalha em sincronismo com um sinal de referência e mede a fase e a amplitude do sinal de entrada, ele consiste basicamente de um PSD seguido por um filtro passa-baixas. O PSD multiplica o sinal de entrada V_{in} por um sinal de referência V_{Ref} de mesma frequência, que em geral podem estar defasados, Figura 11. O amplificador Lock-in possui duas entradas, uma para o sinal de referência e outra para o sinal que se deseja analisar. Os dois sinais são multiplicados, e o resultado fornece as componentes para o cálculo da fase e amplitude do sinal do sistema físico. O princípio do amplificador Lock-in é representado no diagrama mostrado na Figura 11 [33-35].

Figura 11 - Representação gráfica de um amplificador Lock-in analógico: sinal de entrada $s(t)$, sinal de referência $r(t)$, saída do PSD $y(t)$, saída do filtro passa-baixas [34]

O processo de detecção consiste em multiplicar o sinal $V_{in} = A \cos(\omega t)$, que é medido na entrada do Lock-in, e o sinal $V_{Ref} = B \cos(\omega t + \theta)$ que possui a mesma frequência $\omega = 2\pi f$ e defasagem θ . O sinal de referência pode ser gerado internamente pelo Lock-in ou fornecido externamente por outro equipamento, por exemplo, a modulação pode ser gerada através de um *chopper* mecânico ou por o sinal de sincronismo de um gerador de funções [31,36,37]. O princípio de funcionamento e o desempenho de amplificadores Lock-in são bem conhecidos e estão reportados em vários trabalhos [35,38-40]. A seguir são mostradas as relações matemáticas que descrevem o funcionamento do amplificador Lock-in [40]:

$$\begin{aligned}
 V_{psd} &= A \cos(\omega t) \cdot B \cos(\omega t + \theta) \\
 V_{psd} &= A \cdot B \cdot \cos(\omega t) \cdot (\cos(\omega t) \cdot \cos\theta - \sin(\omega t) \cdot \sin\theta) \\
 V_{psd} &= A \cdot B \cdot (\cos^2(\omega t) \cdot \cos\theta - \cos(\omega t) \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin\theta) \\
 \cos^2(\omega t) &= \frac{(\cos(2\omega t) + 1)}{2} \\
 \cos(\omega t) \cdot \sin(\omega t) &= \frac{\sin(2\omega t)}{2}
 \end{aligned}$$

Substituindo:

$$\begin{aligned}
 V_{psd} &= A \cdot B \cdot \left(\left(\frac{1}{2} + \left(\frac{1}{2} \right) \cdot \cos(2\omega t) \right) \cdot \cos\theta - \left(\frac{1}{2} \right) \cdot \sin(2\omega t) \cdot \sin\theta \right) \\
 V_{psd} &= \left(\frac{1}{2} \right) \cdot A \cdot B \cdot \left((1 + \cos(2\omega t)) \cdot \cos\theta - \sin(2\omega t) \cdot \sin\theta \right) \\
 V_{psd} &= \left(\frac{1}{2} \right) \cdot A \cdot B \cdot (\cos\theta + \cos\theta \cdot \cos(2\omega t) - \sin(2\omega t) \cdot \sin\theta)
 \end{aligned}$$

$$V_{psd} = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot A \cdot B \cdot \cos\theta + \left(\frac{1}{2}\right) \cdot A \cdot B \cdot (\cos\theta \cdot \cos(2\omega t) - \sin(2\omega t) \cdot \sin\theta)$$

$$\text{Onde: } \cos\theta \cdot \cos(2\omega t) - \sin(2\omega t) \cdot \sin\theta = \cos(2\omega t + \theta)$$

Substituindo:

$$V_{psd} = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot A \cdot B \cdot \cos\theta + \frac{1}{2} \cdot A \cdot B \cdot \cos(2\omega t + \theta)$$

O resultado obtido na saída demonstra que se a amplitude de V_{Ref} for mantida constante, a saída do PSD é um sinal DC proporcional a amplitude de V_{in} vezes o cosseno do ângulo da defasagem dos sinais mais um sinal ca modulado em $2\omega t$ (Figura 12) [40].

Figura 12 - Situação onde o amplificador Lock-in analisa um sinal senoidal de entrada livre de ruídos. O aparelho trabalha com um sinal de referência gerado internamente. O PSD trabalha multiplicando estes dois sinais, resultando num sinal de saída (demodulado), que caso não exista mudança de fase entre eles a saída do demodulador toma a forma de uma senóide com o dobro de frequência, porém com sua amplitude alterada para um valor médio, positivo. (b) Mesma situação anterior, porém agora com uma defasagem de 90° com relação ao sinal de referência. Repare que o sinal continua com o dobro da frequência, porém agora com seu valor médio igual a zero [41].

O PSD deve ter alto índice de linearidade e ser um amplificador com ganho chaveando entre +1 e -1, sincronizado com a frequência de referência. Dentro dele ocorre a correlação entre os sinais e a detecção síncrona, não somente uma multiplicação entre o sinal de entrada V_{in} por um sinal de referência V_{Ref} . A operação de correlação entre os sinais e a detecção síncrona são técnicas aplicadas com a finalidade de comparar V_{in} e V_{Ref} e extrair o valor da amplitude e da fase da componente que está na frequência que se deseja medir [35,38,40-43]. O

fundamento matemático da função de correlação que ocorre no PSD é descrito abaixo [40,41].

O caso o mais simples para se analisar é com uma função harmônica $f(t) = a \cdot \text{sen}(\omega t)$, onde “a” é a amplitude do sinal V_{in} . Na resolução matemática consideramos que $f(t)$ é o sinal de entrada e $g(t) = b \cdot \text{sen}(\omega t + \Theta)$ é o sinal de referência, V_{Ref} , Θ é o deslocamento de fase causado pelos atrasos inerentes ao sistema físico em relação à função da modulação [40,41]. Em (1) e (2) temos as relações da função de correlação:

$$R(\delta) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{T} \right) \int_0^T f(t) \cdot g(t + \delta) dt \quad (1)$$

$$R(\delta, T) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot g(t + \delta) dt \quad (2)$$

Em (3) temos a aplicação com o sinal de referência defasado em Θ :

$$R_1(\theta) = \frac{a \cdot b}{n \cdot T} \int_0^T \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t + \theta) dt \quad (3)$$

$$\text{Onde: } \text{sen}(\omega t + \theta) = \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \theta + \text{sen} \theta \cdot \cos(\omega t)$$

$$\int_0^T \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t + \theta) = \int_0^T \text{sen}^2 \omega t \cdot \cos \theta dt + \int_0^T \text{sen}(\omega t) \cdot \cos(\omega t) \cdot \text{sen} \theta dt$$

O limite superior da integração é $n \cdot T$ (3), cujo T é o período da frequência ω , e n é um inteiro, resolvendo a integral obtemos (4):

$$R_1(\theta_1) = U_1 = \frac{a \cdot b}{2} \cdot \cos(\theta_1) \quad (4)$$

Pode-se adiantar ou atrasar o ângulo da fase da equação (4) em $\pm \frac{\pi}{2}$, obtém-se assim uma segunda relação de fase na qual: $\theta_2 = \theta_1 \pm \frac{\pi}{2}$ que é aplicada na função de correlação (5) (6), assim:

$$R_2(\theta_2) = \frac{a \cdot b}{n \cdot T} \int_0^{n \cdot T} \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t + \theta_2) dt \quad (5)$$

$$R_2(\theta_2) = \frac{a \cdot b}{n \cdot T} \int_0^{n \cdot T} \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen} \left(\omega t + \theta_1 \pm \frac{\pi}{2} \right) dt$$

$$R_2(\theta_1) = U_2 = \pm \frac{a.b}{2} \cdot \text{sen}\theta_1 \quad (6)$$

Obtêm-se dois valores de tensões de saída, U_1 e U_2 , dependentes de θ_1 e θ_2 , aos quais somamos em coordenadas polares para obter a tensão de saída U_{out} , ou seja, o valor da amplitude (7).

$$U_{out} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2} = \sqrt{\left(\frac{a.b}{2}\right)^2 \cdot [\cos^2(\theta) + \text{sen}^2(\theta)]} = \left(\frac{a}{\sqrt{2}}\right) \cdot \left(\frac{b}{\sqrt{2}}\right) = a_{rms} \cdot b_{rms} \quad (7)$$

Analogamente pode-se calcular a fase do sistema através da seguinte relação:

$$\tan(\theta) = \frac{\text{sen}\theta}{\cos\theta} = \frac{U_2}{U_1} \quad (8)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{U_2}{U_1}\right)$$

Em (7) e (8) temos as funções que determinam os valores de amplitude e da fase do amplificador Lock-in. Percebe-se que tanto U_1 quanto U_2 são dependentes das amplitudes e das fases dos sinais V_{in} e V_{Ref} ; e que se ajustarmos o sistema para que a_{rms} seja unitário então U_{out} será igual a b_{rms} , ou seja, o sinal rms que se deseja medir, sem diferença de fase.

Senos de frequências diferentes são ortogonais, isto é, a média do produto de dois senos é zero a menos que as frequências sejam exatamente as mesmas. O produto desta multiplicação produz uma saída cc proporcional a componente cuja frequência é o dobro da frequência do sinal de referência, a saída do PSD passa por um filtro passa-baixas que remove a componente $2\omega t$, fornecendo na saída do Lock-in o sinal cc como resposta. O ruído que está em outras frequências também é removido pelo filtro passa-baixas com estreita largura de banda que segue o multiplicador. Desta forma, obtém-se a máxima melhoria SNR e, por isto, com o uso da técnica de detecção sensível a fase pode-se obter uma medição precisa [33-35].

Para este projeto o amplificador Lock-in é parte essencial do sistema, pois os sinais de fotocorrente obtidos dos sensores LAPS, FMOS e TAOS são periódicos e de baixa intensidade e com presença de altos níveis de ruídos que em geral dificultam ou até mesmo impossibilitam este tipo de medida.

1.3.1.1 Amplificador Lock-in Analógico

Correlação é a parte central do Lock-in analógico, portanto, um sinal de referência é sintonizado na frequência do sinal a ser medido para estabelecer uma relação mútua entre os dois termos, através desta técnica elimina-se a maior parte do ruído deste sinal e mede-se amplitudes da ordem de centenas de nanovolts enquanto a interferência de ruídos milhares de vezes maiores é ignorada. Ele também é eficiente para efetuar medidas de alta resolução em sinais relativamente sem ruídos em diversas ordens de amplitude e frequência. Ele difere de um circuito amplificador ca, pois o sinal de saída não é uma simples ampliação do sinal de entrada, mas somente a medida da componente que está sincronizada com a referência. O sinal obtido na saída é um sinal cc proporcional ao sinal ca de entrada. Pode-se também obter as componentes em fase e em quadratura do sinal de entrada, parâmetros estes que fornecem importantes informações dos sistemas estudados com relação à referência fornecida [31,37].

Os amplificadores Lock-in têm sido baseados em circuitos analógicos, mas mesmo as mais recentes unidades têm desvantagens, especialmente em baixas frequências. Por exemplo, se o sinal de referência for uma onda quadrada, amplificadores Lock-in analógicos são sensíveis às harmônicas ímpares deste tipo de sinal. O ruído do sinal aplicado na entrada pode produzir sinais parasitas se a frequência dele ou suas harmônicas são ímpares da frequência de referência. Existem técnicas para eliminar a sensibilidade às harmônicas ímpares, tais como o amplificador sintonizado (com estabilidade de fase relativamente baixa), ou a transferência de uma frequência constante com um filtro de frequência fixa ou de algumas técnicas de modulação de pulso. Com o uso destas técnicas pode-se obter a sensibilidade a componente de Fourier desejada, mas à custa de grande complexidade e custo. Além disso, não se pode distinguir o *offset* do PSD e a saída do amplificador [33,34].

Pode-se citar como outra desvantagem do amplificador Lock-in analógico a largura de banda que é determinada pela constante de tempo do filtro de passa baixa, pois estes tipos de amplificadores têm inerentemente um tempo de recuperação

transitória que é longo se comparado ao período do sinal de entrada. Os longos tempos de recuperação transitória resultam dos filtros exponenciais, como em cascata e filtros RC dissociados, que requerem cerca de 10 períodos para alcançar 99.9% do valor final. Isto pode ser bastante longo para baixas frequências, indicando baixo desempenho para estas frequências. Amplificadores Lock-in analógicos também não fornecem informação sobre harmônicas de sinais periódicos e são sensíveis a interferência de frequências de harmônicas antigas do sinal de referência empregado. Outras limitações devido a desvantagens inerentes de circuitos analógicos como ruído, deslocamento, escala linear limitada também são bem conhecidas [33,34].

Amplificadores Lock-in digitais são uma forma para superar algumas das desvantagens apresentadas pelos amplificadores Lock-in analógicos. O primeiro Lock-in digital foi proposto por Cova et al., na *Review of Scientific Instruments* em 1979 num formato simplificado, ele era idealmente adequado para alta precisão em medidas de baixa frequência. Ele não era sujeito a algumas das desvantagens dos Lock-ins analógicos previamente conhecidos e fornecia uma saída em formato digital para conveniente análise numérica e armazenamento. Desde então, uma variedade de técnicas foram desenvolvidas baseadas em projetos com dispositivos eletrônicos discretos, computadores convencionais, microprocessadores de uso geral, placas com processadores DSP ou FPGA [33,35].

1.3.1.2 Amplificador Lock-in Digital

Desde que Cova et al. propuseram o uso da tecnologia digital, a topologia e a complexidade da arquitetura dos amplificadores Lock-in tem crescido de forma significativa. O amplificador Lock-in digital tem sido usado em instrumentação para uma variedade de aplicações incluindo magnetometria, espectroscopia óptica, espectroscopia de impedância elétrica entre outras funções.

Como dito anteriormente, em princípio, amplificadores Lock-in eram construídos usando-se dispositivos eletrônicos analógicos, que apresentam bom desempenho para a maioria das aplicações. No entanto, o rápido crescimento da eletrônica digital

tornou possível o desenvolvimento de Lock-in digitais, que tem melhor desempenho que os analógicos especialmente em baixas frequências, e expandem seu campo de aplicação, na verdade, nesta escala de frequência a estabilidade de sistemas digitais é consideravelmente melhor que a dos analógicos. Embora Lock-ins analógicos tenham usado largamente eletrônica digital para funções auxiliares, tais como controle de instrumentos e manipulação de saída de dados, as diferenças fundamentais entre os dois estão na configuração da etapa PSD, e esta é a principal característica que diferencia um do outro. No PSD analógico, o sinal e a referência são sinais de voltagem analógicos, que são multiplicados por multiplicador analógico, e o resultado é filtrado por um ou mais etapas de filtro RC. No PSD digital o sinal numérico multiplica uma onda de referência digitalmente gerada e calculada, por exemplo, uma onda sinusoidal. O fluxo de dados de entrada é multiplicado, um ponto de cada vez, com a onda calculada de referência, isto é, o PSD atua como um multiplicador linear em um Lock-in digital. Ou seja, em Lock-ins digitais o sinal de entrada e o de referência são representados por sequências de números e um dispositivo processador digital de sinais realiza a multiplicação e matematicamente realiza a filtragem. A reserva dinâmica de um PSD analógico é limitada a cerca de 60 dB. Quando há um grande sinal de ruído presente, 1000 vezes ou 60 dB maior que a escala completa do sinal, o PSD analógico mede o sinal com um erro. Este erro é causado pela não linearidade na multiplicação (o erro na saída depende da amplitude na entrada) e pode ser muito grande (10% da escala completa) causando incerteza do valor obtido na medição, depende da amplitude do ruído, frequência e forma de onda [1,35,38,44].

Como o desempenho global de um Lock-in depende do desempenho da etapa PSD e o digital apresenta melhor desempenho nesta etapa se comparado a um analógico além de ser de fácil implantação, pode-se afirmar que o Lock-in digital supera seu equivalente analógico. Isto desde que os recursos de computação do Lock-in digital tenham sido apropriadamente dimensionados. As principais vantagens de um Lock-in digital sobre um analógico são as seguintes:

- Ausência de *offset* na saída, ou seja, melhor estabilidade na saída, pois a multiplicação digital entre o sinal de entrada e o sinal de

referência está a princípio livre e totalmente imune a flutuações causadas pelo tempo e temperatura;

- Ilimitada reserva dinâmica, que é a maior vantagem que a digitalização do sinal apresenta porque uma vez que o sinal de entrada é digital, não são introduzidos mais erros. Ela é limitada pela qualidade da conversão analógico-digital;
- Ausência de ganho indevido, pois o sinal de referência digital tem formato preciso e nunca muda diferentemente de um gerador de referência analógico, que é suscetível a flutuações dependendo principalmente de variações de temperatura;
- Demodulação ideal dos componentes fase e quadratura, o sistema pode fornecer também as componentes “real” e “imaginária” do sinal de entrada como consequência do processamento em quadratura;
- Alta rejeição a harmônicas, pois a precisão do sinal de referência digital aumenta à medida que o número de bits de precisão de sua representação também aumenta, isto permite na prática que dentro de um Lock-in digital o sinal seja multiplicado por uma única onda de referência, (por exemplo, onde sinusoidal) ao invés de uma única referência e suas muitas harmônicas.
- Baixa razão custo/desempenho [38,42,45].

Atualmente, a maioria dos Lock-in digitais disponíveis no mercado usa dispositivos que realizam o processamento digital de sinais (placas DSP e placas FPGA), pois estes dispositivos eficientemente executam um grande número de operações matemáticas por segundo e podem melhorar o desempenho de aplicações complexas [35]. Com o uso destes dispositivos, o potencial da técnica Lock-in tem sido ampliada, por exemplo, o amplificador Lock-in embarcado em um dispositivo de processamento digital pode evitar distorção harmônica e interferência térmica comum em dispositivos analógicos, apresentando resultados consideravelmente melhores em estabilidade.

O Lock-in digitaliza o sinal antes da demodulação o que melhora o processamento da medição, ele também possibilita que vários componentes da frequência possam

ser estudados simultaneamente. Adicionalmente esta solução tem muito mais precisão para ajustar a fase do sinal de referência para a demodulação da entrada ca. Além disto, ele evita a possibilidade de erro de *offset* cc durante a conversão de quadratura-fase do sinal de saída que acontece no amplificador Lock-in analógico no domínio do tempo. Consequentemente, todas as operações cc sensíveis ao *offset* que influenciam na precisão da medição são digitais e, portanto, a exatidão da medição é determinada pela precisão do oscilador de referência. O Lock-in baseado em FPGA permite uma grande precisão numérica e um curto tempo de processamento [35,39,45-48].

A etapa PSD, que é uma parte essencial do Lock-in, recebe melhorias tanto em termos de eficiência como em desempenho do processamento, especialmente quando é usado um dispositivo configurável FPGA. O amplificador Lock-in construído em um FPGA apresenta flexibilidade de implementação e na geração de sinais no domínio do tempo. A implementação discreta dos blocos funcionais possibilita menor consumo de energia e requer menos espaço físico, isto obviamente economiza recursos. O emprego do FPGA aumenta a robustez do sistema, reduz as dificuldades com o projeto de hardware e facilita o desenvolvimento do projeto de aplicativo, a dificuldade de depuração dos processos digitais diminui, portanto a integração do sistema como um todo se torna mais fácil [45,49].

2 OBJETIVOS

No presente trabalho foi desenvolvido um sistema de aquisição, processamento de sinais e de registro de dados para a geração de Imagens químicas de sensores LAPS, TAOS e FMOS respectivamente. Este sistema foi desenvolvido para a medição de pH e detecção de metais pesados, elementos patogênicos e de detecção de oxigênio dissolvido.

Os sensores tipo LAPS são dispositivos MOS de silício, a resposta dos sensores LAPS é obtida empregando-se a técnica de escaneamento por luz pulsada. O sistema de sensores TAOS são sensores optoeletrônicos comerciais com resposta específica para alguns comprimentos de onda do espectro visível, a superfície destes sensores é funcionalizada com diferentes tipos de moléculas cuja emissão fotoluminescente é utilizada para a obtenção da resposta do sensor. A imagem química é obtida como o resultado da resposta de um arranjo de vários sensores optoeletrônicos. Os sensores do tipo FMOS são dispositivos MOS em substrato de silício, a diferença dos dispositivos LAPS, nos sensores FMOS a superfície sensível do dispositivo MOS é funcionalizada com moléculas fotoluminescentes, a emissão destas moléculas é utilizada para ativar a resposta do sensor, a excitação óptica das moléculas é realizada por escaneamento por luz pulsada similar ao do dispositivo LAPS. A fabricação e desenvolvimento dos sistemas de sensores acima mencionados estão sendo desenvolvidos pelo aluno de doutorado Mauro Sergio Braga, estes sensores tem por objetivo a detecção de íons pesados, pH e oxigênio dissolvido (OD) nos rios da cidade de Cubatão.

3 JUSTIFICATIVA

O desenvolvimento de um sistema altamente integrado e portátil de obtenção de imagens químicas é de grande interesse de setores como o industrial e o de preservação do meio ambiente [8,9]. A necessidade de monitorar o nível pH e identificar a presença, gases, metais pesados e elementos patogênicos tem motivado o surgimento e a integração de grupos ao redor do mundo em busca de soluções capazes de detectar alterações indesejadas e assim minimizar possíveis danos ao meio ambiente. A geração de imagens químicas é uma técnica utilizada há muitos anos para a identificação e o monitoramento, mas para que seja aplicada deve-se empregar um arranjo mecânico e eletrônico complexo o que é um empecilho para que a aplicação da técnica seja expandida.

A evolução do conhecimento relacionado à geração de imagens químicas faz com que surjam novas técnicas e aplicações que exigem instrumentos analíticos com sensores capazes de fornecer informações detalhadas do sistema em análise, além disso, espera-se que estes dispositivos sejam portáteis e com baixo custo de fabricação. Por isto, atualmente tem sido apresentadas diversas técnicas que usam as mais variadas formas de automação, como por exemplo, a varredura mecânica para dispositivos discretos, para melhorar a qualidade das medições e aumentar a velocidade da aquisição dos dados [1-5]. Este trabalho enquadra-se nesse contexto, pois contribui para o desenvolvimento e aperfeiçoamento de uma tecnologia que permite a medição do nível de pH e detecção de gases, metais pesados e elementos patogênicos, através da implementação de um sistema baseado em dispositivos LAPS, FMOS e TAOS automatizado, de custo relativamente baixo, tecnologia simples e funcional. O presente trabalho propõe uma nova solução para a automação e a integração do sistema com uso dos recursos de instrumentação virtual para controle do escaneamento, aquisição, geração de imagens químicas e tratamento de sinais usando um amplificador Lock-in embarcado no módulo FPGA [16].

O sistema proposto será capaz de ler a superfície completa de um sensor e gerar imagens químicas correspondente a meio monitorado. Estas imagens já foram

criadas com sucesso, por exemplo, para a visualização de atividades de *E. Coli*, para descrever a acidez devido à atividade metabólica de culturas de células, para visualizar processos eletroquímicos e reações enzimáticas, observar processo fluídico em dispositivos microfluídicos e medição do processo metabólico das células pela observação do pH [8-10].

O sistema de medição está sujeito à interferência de diferentes fontes de ruído, por esta razão, para medir os sinais de fotocorrente periódicos e de baixa intensidade provenientes dos sensores foi utilizado um amplificador de transimpedância aliado a um amplificador Lock-in digital embarcado nos módulos RT e FPGA da placa sbRIO-9631. A configuração de um Lock-in digital adiciona importantes melhorias para este projeto tanto em termos de arquitetura eficiente quanto em desempenho, e pode ser útil para outros experimentos especialmente pelo uso de dispositivos configuráveis FPGA.

O uso de um display OLED na etapa de varredura do sensor aliado aos recursos da tecnologia FPGA permite que o arranjo mecânico de varredura seja miniaturizado, contribuindo assim para a fabricação de um sistema de sensoriamento portátil. O módulo eletrônico FPGA pode ser configurado para modular os pulsos de luz, adquirir e processar o sinal da superfície do sensor, além de gerar imagens químicas. Para controlar o ambiente de testes do sistema em análise, este projeto também propõe um aplicativo para controlar de forma automática a diluição e a mistura gasosa entre os gases oxigênio e nitrogênio e outro para controlar a diluição de oxigênio dissolvido em meio líquido. Desta forma obtêm-se um sistema compacto e integrado a dispositivos móveis via Internet capaz de atender aos requisitos de miniaturização que são indispensáveis para o avanço da tecnologia e expansão do uso de dispositivos LAPS, FMOS e TAOS.

4 PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS

Para o desenvolvimento do sistema portátil de aquisição de sinais e construção de imagens químicas a partir da resposta dos sensores LAPS, FMOS e TAOS, foi desenvolvido um sistema automatizado que controla a diluição dos gases nitrogênio e oxigênio, um sistema automatizado de varredura de excitação de luz XY usando um display OLED, um sistema automatizado de varredura de excitação, um amplificador de transimpedância, um amplificador Lock-in embarcado em FPGA para medir o valor eficaz e a fase dos sinais de fotocorrente, e que, além disto, possibilita o controle e monitoramento via Internet.

4.1 Hardware

O uso de um dispositivo reconfigurável digital permite a alteração das condições de operação e a adição de outras funcionalidades ao projeto somente pela substituição do firmware, sem necessidade de mudanças no projeto de hardware. Para isto foi utilizada a placa sbRIO-9631 da National Instruments Corporation®, esta placa possui o processador em tempo real Freescale MPC5200® com velocidade de 400 MHz para aplicações em tempo real determinísticas. O processador em tempo real é associado via um barramento PCI interno de alta velocidade com um FPGA Xilinx Spartan 3® reconfigurável de alto desempenho integrado na placa. Além disto, a plataforma embarcada dispõe de entradas e saídas analógicas e digitais que são conectadas diretamente ao FPGA, ou seja, os dados adquiridos pelos I/Os são transferidos para o FPGA e também do FPGA para o processador embarcado para a análise em tempo real, pós-processamento, registro de dados, comunicação com um computador host da rede via LabView® ou uma página de Internet facilitando a sincronização, o processamento dos sinais e o acesso aos dados obtidos. A placa também possui uma porta Ethernet 10/100 Mb/s para a comunicação com sistemas externos via TCP/IP e uma porta serial para comunicação com dispositivos externos (Figura 13).

Figura 13 - sbRIO-9631 - Dispositivo integrado com AI, AO, DIO, FPGA

Em adição, esta placa possui interfaces para comunicação com periféricos e uma ferramenta integrada para o desenvolvimento do aplicativo que se comunica diretamente com a placa e facilita a programação do FPGA, não sendo necessário usar a tradicional linguagem VHDL. A arquitetura de hardware tornou o sistema compacto, flexível e confiável. Wagner et. al relataram o uso de FPGA (Spartan 3A®, XC3S400A) somente para gerar a modulação de luz necessária para a obtenção das imagens químicas, mas neste trabalho expandimos a aplicação do módulo e tornamos capaz de controlar todo o sistema de aquisição e geração de imagem química, um sistema totalmente integrado e flexível, que pode ser reconfigurado e otimizado para diversas tarefas [16].

4.2 Aplicativo

Tradicionalmente, FPGAs são programados por VHDL ou Verilog. O módulo LabVIEW FPGA® possibilitou a programação gráfica do FPGA na placa sbRIO-9631, uma ferramenta que ofereceu rapidez e reprodutividade durante o desenvolvimento do projeto e simplificou o processo de geração de código FPGA. O

NI LabVIEW 2010® e o módulo LabVIEW FPGA® foram utilizados para compilar e implementar o código no chip FPGA do módulo sbRIO-9631.

Foram criados VIs para o processamento digital de sinais que são executados no FPGA, eles combinam o acesso direto aos módulos de entrada NI 9205 e saída NI 9263 com aplicações determinísticas de tempo real desenvolvidas no módulo LabVIEW Real-Time®.

Para a criação da interface gráfica do aplicativo utilizada para o acesso pela Internet foi usado o LabVIEW Web UI Builder®, esta ferramenta permite construir páginas de internet através de programação gráfica. Estas aplicações funcionam como interface gráfica do utilizador ou usuário (abreviadamente, o acrônimo GUI, do inglês *Graphical User Interface*) que habilitam o usuário a monitorar e controlar aplicações construídas em LabVIEW® através de um *web browser*.

4.3 Desenvolvimento de um amplificador Lock-in digital

Amplificadores Lock-in são largamente usados para determinar o valor eficaz (intensidade) e fase de sinais periódicos de um dispositivo ou experimento em relação com um sinal de referência. O sistema de aquisição de imagens químicas está sujeito a interferência de diferentes fontes de ruído, por esta razão, para medir o valor eficaz e a fase dos sinais de fotocorrente dos sensores LAPS, FMOS e TAOS que são sinais de baixa intensidade foi desenvolvido um amplificador Lock-in digital no módulo FPGA da placa sbRIO-9631 da National Instruments Corporation®. O módulo FPGA foi configurado para executar as seguintes operações:

- Gerar o sinal de referência em fase $r(t) = 2\sin(\omega t)$ e em quadratura $r'(t) = 2\cos(\omega t)$;
- Multiplicar o sinal de entrada com estes dois sinais de referência;
- Filtrar as componentes ca dos produtos calculados usando um filtro passa-baixas com um baixo valor de frequência de corte que é ajustado para remover as componentes de ruídos com frequências muito próximas às da referência, o filtro passa-baixas remove a

componente $2\omega t$ e fornece o sinal cc na saída do Lock-in como resposta [41].

- Armazenar os valores do sinal cc resultante que é o sinal medido pelo instrumento (intensidade da fotocorrente).

O Lock-in digital tem melhor desempenho e estabilidade que os analógicos especialmente em baixas frequências. Ele foi desenvolvido com arquitetura de baixa complexidade e com técnicas digitais baseadas em hardware reconfigurável FPGA para a recuperação do sinal de fotocorrente proveniente dos sensores LAPS, FMOS e TAOS. Os dispositivos FPGA aumentam a robustez do sistema e são especializados em processar sinais digitalmente, executam eficientemente um grande número de operações matemáticas por segundo, reduzem as dificuldades com o projeto de hardware e fornecem na saída os dados em formato digital para conveniente análise numérica e armazenamento [1,35,38,40,44]. Esta e outras características, como a flexibilidade de implantação, precisão numérica, alta velocidade de processamento, arquitetura simples e portátil com ótima relação custo/desempenho, o tornaram a opção mais conveniente [35,39].

O Lock-in digital, desenvolvido no presente trabalho, é composto de 4 partes: a saber, conversores analógico-digital e digital-analógico, multiplicador digital (PSD), oscilador digital, e filtro passa-baixas (Figura 14). O princípio de medição baseia-se na demodulação da função de correlação do sinal de entrada com o sinal de referência ambos com a mesma frequência, por esta técnica os sinais de ruído em frequências diferentes da frequência de referência são rejeitados e não afetam a medição.

O Lock-in foi configurado para receber o sinal de referência V_{Ref} de uma fonte externa ou produzi-lo internamente. Quando ele é ajustado para gerar o sinal de referência internamente, o gerador digital de sinais configurado no FPGA produz o sinal sinusoidal ou uma onda quadrada como referência, estes sinais também são utilizados como sinais de alimentação para o sistema de excitação dos sensores LPAS, TAOS e FMOS. Através do módulo de saída analógica NI 9263 que possui 4 canais, 100 kS/s, 16 bits, ± 10 V. O sinal de entrada passa por um conversor

analógico-digital NI 9205 com 32 canais, ± 200 mV a ± 10 V, com taxa de aquisição de até 250 kS/s, e com 16 bits de quantização [35,38,46,48].

A qualidade do conversor analógico-digital é fundamental, tanto em termos de linearidade quanto em número de bits de quantização (mínimo de 16 bits ou mais). O sinal de referência deve ser dimensionado de forma a minimizar a SNR e a rejeição harmônica com o mínimo de gastos com recursos de hardware, isto se levando em conta o número de amostras representativas e o número mínimo de bits de quantização [35,38,46,48].

Figura 14 - Amplificador Lock-in digital básico.

O Lock-in digital foi desenvolvido utilizando a função de correlação do sinal de entrada V_{in} com o sinal de referência V_{Ref} de mesma frequência, neste caso os sinais de ruído que estão em frequências diferentes são rejeitados pelo filtro passa baixa e não afetam a medição da intensidade do sinal de entrada. O processo começa pela amostragem do sinal de entrada V_{in} , e na sequência segue a multiplicação pelo sinal de referência da mesma frequência no estágio PSD. A multiplicação e a filtragem são realizadas matematicamente por um chip de processamento digital de sinal do tipo FPGA. O resultado deste produto é a soma de uma componente de frequência zero (sinal cc), e uma na frequência do ruído que foi adicionado ao sistema. Filtrando a frequência ca e somente mantendo a componente cc, a amplitude e a fase do sinal que tem exatamente a mesma frequência que o sinal de referência podem ser medidos, ou seja, com ambas as

medições em fase (X) e em quadratura (Y), a amplitude e a fase do sinal medido em relação à referência podem ser calculados e registrados. A seguir são descritas as etapas da configuração do amplificador Lock-in.

4.3.1 Configuração do amplificador Lock-in

Como já foi mencionado, o amplificador Lock-in necessita de um sinal de referência V_{Ref} para que o mesmo possa diferenciar o sinal que se deseja medir dos ruídos, este sinal de referência pode ser fornecido por um gerador externo (gerador de função, *chopper*, etc) ou ser gerado internamente. Para este arranjo experimental, o usuário pode escolher o origem do sinal de referência V_{Ref} , que pode ser tanto uma onda senoidal quanto uma onda quadrada digitalmente gerada internamente no FPGA da placa sbRIO-9631 ou ser também um sinal externo. O sinal V_{Ref} é fornecido ao PSD digital para multiplicar o sinal numérico de entrada V_{in} , e após a adição de um valor de deslocamento de fase (*offset*), ele se torna o sinal de alimentação modulado externamente que é aplicado ao sensor. A etapa Malha de Captura de Fase não considera o *offset* (V_{offset}) inserido ao sinal de referência. A Figura 15 mostra o diagrama de blocos da lógica criada e a Figura 16 mostra a interface gráfica criada para configurar os parâmetros usados para a geração do sinal de referência.

Figura 15 - Fluxograma simplificado da geração do sinal de referência

Figura 16 - Interface gráfica para configurar o sinal de referência

A função de saída analógica escreve a tensão de saída analógica a partir da representação binária do sinal de referência, um inteiro de 16 bits com o sinal, através do conversor digital-analógico do módulo NI 9263. O módulo RT converte o valor da tensão para a representação binária, um inteiro de 16 bits com sinal, antes de enviar o valor para o FPGA VI. Os parâmetros configuráveis do sinal de referência são:

- Taxa de atualização dos sinais de saída de 1k até 250k [S/s]
- Frequência do sinal senoidal de 100 a 50k [Hz]
- Offset de fase de 0-90 [°]
- Tensão de pico de 0-10 [V]
- Tensão de *offset* de 0-5 [V]
- Botão para reiniciar a geração do sinal de referência

O aplicativo informa os seguintes status para verificar o *setup* do VI:

- Taxa de amostragem atual [kS/s]
- Indicação para mostrar se a taxa de amostragem atual [kS/s] é a que foi especificada

Quando é utilizada uma saída analógica o aplicativo é executado em uma taxa de 250kS/s, para duas saídas analógicas ele é executado em 205kS/s e assim sucessivamente. Isto se deve a características construtivas do módulo NI 9263. Isto dificulta a utilização de todas as saídas analógicas da placa porque a taxa de aquisição fica comprometida. Devido a isto foi necessário criar um módulo eletrônico externo independente ao modulo NI 9263 que possibilitou chavear uma única saída analógica para energizar até 5 sensores. O sinal de saída de cada um destes 5 sensores também é chaveado sucessivamente para ser o sinal de entrada do amplificador Lock-in. A Tabela 1 relaciona a quantidade de canais utilizados e o tempo de atualização dos sinais de saída analógicos.

Tabela 1 - NI 9263 - Quantidade de canais x Tempo de atualização

Quantidade de Canais	Tempo de atualização
1 canal	3μs
2 canais	5μs
3 canais	7,5μs
4 canais	9,5μs

O aplicativo permite ao usuário escolher a frequência de amostragem [S/s] e entre os ranges: 200mV, 1V, 5V e 10V para medir o sinal de entrada do Lock-in, garantido que a configuração seja ajustada para efetuar medições com maior resolução (Figura 17). Através da interface gráfica, o módulo RT recebe parâmetros para configurar o módulo conversor analógico-digital NI 9205 e os envia para o FPGA que executa a configuração desejada. A função de leitura da entrada analógica inicia a conversão, aguarda o resultado, e em seguida, retorna a representação binária do sinal analógico de tensão (como um inteiro de 16 bits com sinal) para o FPGA que executa as operações em hardware, por isto o sistema não está sujeito a atrasos de execução do aplicativo. Para exibir estes valores binários para o usuário, o FPGA envia a representação binária para o RT que a converte de volta a um formato

conhecido, neste caso um valor de tensão, para isto são utilizados os parâmetros *LSB Weight* e *Offset* que são obtidos diretamente do hardware da sbRIO-9631 e variam de acordo com a escala do valor medido. Ainda é possível medir se o aplicativo está trabalhando na taxa requisitada pela relação do valor do clock do FPGA que é 40 MHz e o tempo que ele leva para executar a seção do código que é responsável por processar o sinal de entrada (Figura 17).

Figura 17 - Configuração da Entrada Analógica

A Malha de Captura de Fase (PLL) clássica é um sistema de realimentação negativa que detecta as variações de fase e de frequência do sinal de referência. A saída do Detector de Fase (PD) é proporcional à diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal realimentado (VCO), esta saída passa por um filtro passa-baixas que elimina as componentes indesejadas. O filtro passa-baixas fornece o sinal de realimentação que é usado para alterar a frequência de um Oscilador Controlado por Tensão (VCO) até que o sinal produzido por ele esteja sincronizado com o sinal de referência, ou seja, com a mesma frequência e fase instantânea do sinal de referência. Quando a frequência de realimentação é igual à frequência do sinal de entrada, o erro de fase é constante e, portanto a tensão na saída do filtro passa-baixas se estabiliza e o sinal aplicado ao VCO se torna constante travando o VCO na frequência do sinal de referência [46,50]. Para extrair os parâmetros desejados do sinal de entrada foi usado o VI Costas Loop que é uma das técnicas de Malha de Captura de Fase (PLL) usada para recuperação da fase de sinais modulados. Ela é uma técnica inventada na década de 1950, de simples implementação e adequada a dispositivos de processamento digital de sinais que rastreia a mudança de fase do sinal de entrada, Figura 18 [51,52]. Esta técnica permite recuperar o sinal baseado na frequência exata que ele se encontra, para isto o operador deve inserir a frequência nominal do sinal que deseja medir, o sistema confirma se a Malha Costas conseguiu travar na frequência desejada através do indicador “Frequência detectada [Hz]” (Figura 19).

Figura 18 - Diagrama de blocos de um PLL

Figura 19 - Configuração do PLL

A saída da Malha Costas gera os sinais de referência em fase (seno) e em quadratura (cosseno) que são utilizados na etapa Detecção Sensível a Fase (PSD), ou seja, multiplicar o sinal recuperado pela Malha Costas por estes dois sinais de referência (Figura 14). A saída do PSD gera os valores em fase e em 4quadratura que são encaminhados para etapa de filtragem, desta forma a amplitude e a fase do sinal medido em relação à referência podem ser calculados e registrados.

Para a etapa de filtragem foram utilizados os VIs Filtro CIC e Filtro MA. O filtro CIC foi desenvolvido por Eugene B. Hogenauer em 1981, ele tem uma resposta típica de filtros tipo pente e a característica de se obter altos níveis de decimação usando-se apenas integradores e diferenciadores, também não é preciso armazenar os coeficientes do filtro e pouco controle externo é necessário [53]. Este filtro é um filtro de fase linear capaz de filtrar e efetuar decimações e interpolações. São estruturas constituídas apenas de somadores, subtratores e registradores, desta forma evita cálculos complexos de multiplicação e possibilita uma diminuição de área de silício ocupada no FPGA. O filtro de Hogenauer, ou CIC, contém três partes básicas que são constituídos de integradores, decimação e filtragem FIR. Este filtro tem a seguinte representação: $H(z) = (\sum_{n=0}^{R-1} Z^{-n})^K$ [53]. Eles são ideais para aplicações em que altas taxas de amostragem tornam o uso de multiplicadores uma opção computacionalmente cara ou que exijam uma resposta rápida e que não possuem

memória suficiente para executá-las. Esta técnica é especialmente útil para projetos envolvendo FPGA onde multiplicadores são evitados devido à grande área de silício requerida. A Figura 20 mostra a interface gráfica usada para o usuário ajuste as decimações do filtro CIC.

Figura 20 - Configuração do filtro CIC

Após passar pelo filtro CIC, o sinal é enviado para o filtro de média móvel que é um filtro comumente utilizado em processamento digital de sinais. São ideais para tarefas comuns como reduzir o ruído aleatório. Como o nome indica, o filtro de média móvel faz a média de um numero de pontos do sinal de entrada para gerar cada ponto do sinal de saída, é obtido sempre se adicionando um novo valor ao conjunto e se descartando o mais antigo. Não é apenas uma média de um conjunto isolado de valores, pois o método divide o sinal em uma série de intervalos com a mesma largura, sequencialmente e ponto a ponto, e substitui o valor do ponto central do intervalo pelo valor médio do intervalo. Em forma de equação: $y_i = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} x[i + j]$, onde $x[j]$ é o sinal de entrada, $y[j]$ é o sinal de saída, e M é o número de pontos da média [54]. O ruído é reduzido proporcionalmente à largura do intervalo, ao mesmo tempo e proporcionalmente, o sinal medido é distorcido. Assim sendo, o filtro de média móvel é indicado para sinais de banda larga, em que a largura do intervalo necessário para redução do ruído não interfira na medida [54]. A Figura 21 mostra a interface gráfica usada para que o usuário ajuste os estágios e as decimações do filtro de média móvel.

Figura 21 - Configuração do filtro de média móvel

Após passar pela etapa filtro passa-baixas, o sistema tem duas saídas: primeira produz tensão proporcional ao $\cos\theta$, $X = V_{in}\cos\theta$; e a segunda ao $\sin\theta$, $Y = V_{in}\sin\theta$ (Figura 22).

Figura 22 - Indicadores da amplitude e da fase detectados pelo amplificador Lock-in

Estes dois valores representam o sinal V_{in} e a referência V_{Ref} . X é o componente síncrono em fase e Y é a quadratura. Para determinar a amplitude do sinal R que é uma tensão cc proporcional à amplitude e que independe do desvio de fase entre o sinal V_{in} e o de referência V_{Ref} usamos: $R = \sqrt{X^2 + Y^2}$. A fase é determinada de acordo com: $\theta = \arctan\left(\frac{X}{Y}\right)$.

4.4 Desenvolvimento do sistema de diluição e de detecção de oxigênio dissolvido

Foi desenvolvido um sistema de controle da diluição de oxigênio dissolvido em meio líquido com interface eletrônica com placa sbRIO-9631 para realizar ensaios de calibração dos sensores. A importância de monitorar a concentração de oxigênio dissolvido em rios se deve a que a partir desta informação é possível avaliar o grau de poluição e de autodepuração em cursos de água. Foi desenvolvido um programa em LabVIEW® e embarcado no módulo sbRIO-9631, que além de permitir o controle localmente, também permite que o controle seja efetuado remotamente através da web.

Como o sistema de detecção está constituído por um arranjo matricial de sensores TAOS, foi criado um aplicativo para controlar o tipo de varredura no arranjo dos sensores optoeletrônicos TAOS (Figura 25). O aplicativo permite ao usuário escolher

quais dos 5 sensores serão usados na medição, o tipo de varredura e a duração do tempo de excitação luminosa. No módulo RT são inseridas as configurações de varredura e o módulo FPGA é o responsável por controlar as saídas digitais que acionam as chaves eletrônicas responsáveis por alimentar os sensores, Figura 24.

Os sensores optoeletrônicos TAOS são fabricados pela empresa *Texas Advanced Optoelectronic Solutions Inc*® (TAOS), o dispositivo TCS3200 é uma matriz de 64 fotodiodos (8 X 8) encapsulados. O sensor TAOS possui um circuito que converte a intensidade de luz em um sinal de trem de pulsos, ou seja, a intensidade de luz será proporcional à frequência do trem de pulsos. Ele possui quatro grupos de 16 fotodiodos, sendo um grupo de 16 fotodiodos sem filtros, um com 16 fotodiodos com filtros azuis, um com 16 fotodiodos com filtros verdes e um com 16 fotodiodos com filtros vermelhos (saída RGB).

O princípio de detecção do sistema com os sensores TAOS é baseado na medida de intensidade da emissão fotoluminescente da molécula de PtOEP a partir dos quatro grupos de 16 fotodiodos, todos os fotodiodos com filtros de mesma cor são ligados em paralelo. A seleção do grupo de fotodiodos (vermelho, verde, azul, sem filtros) que serão ativados é realizada através da combinação binária de duas entradas digitais no circuito integrado pinos S2 e S3, Figura 23. A resposta da emissão da fotoluminescência da molécula de PtOEP está na faixa do vermelho (644 nm). A faixa de frequência de saída é selecionada pela combinação binária dos pinos S0 e S1. O sinal de saída é uma onda quadrada (ciclo de trabalho igual a 50%) com frequência diretamente proporcional à intensidade da luz irradiada [24].

Figura 23 - Dispositivo óptico comercial TCS3200 [24].

Figura 24 - Diagrama do sistema de detecção de oxigênio dissolvido usando sensores TAOS

Figura 25 - Interface gráfica do sistema de detecção de oxigênio dissolvido

Para cada um dos 5 sensores há 3 saídas analógicas que enviarão para o circuito de interface os sinais correspondentes ao vermelho, verde e azul. Cada sensor é excitado pelo acionamento individual de um LED pelo circuito *driver* com frequência e tensão previamente ajustadas pela sbRIO-9631, a seleção de qual dos 5 LEDs será acionado é realizada pelos terminais de saída digitais D01-D05 de 3.3 V TTL (permite até 5 V). As fonte de luz para a excitação dos sensores TAOS foram diodos UV-LED (1,3 mW, $\lambda = 377$ nm), fabricado pela empresa Lumex® [24].

Para o processo de excitação e aquisição dos sinais da matriz de sensores foram projetados dois tipos de varredura. A primeira varredura do tipo 1x3 coleta apenas a resposta de um único sensor TAOS correspondente às respostas de comprimento de onda vermelho, verde e azul respectivamente. O segundo tipo de varredura é 1x15 coleta a resposta do vermelho, verde e azul dos 5 sensores quando apenas um diodo UV-LED de excitação é acionado, com esta funcionalidade pode-se verificar a influência do diodo nos sensores adjacentes ao sensor associado ao diodo UV-LED que foi acionado.

A placa sbRIO-9631 fornece o sinal de excitação com frequência, amplitude e *offset* adequados às especificações dos diodos UV-LED por meio de uma saída analógica do módulo NI 9263. Este sinal de saída é calculado no módulo FPGA que também gera o sinal V_{Ref} que é enviado para a etapa PLL, a diferença é que o sinal enviado para os diodos UV-LED considera a tensão de *offset*, como visto nas Figura 16 e Figura 15.

Os sinais provenientes da matriz de sensores são os sinais de entrada do Lock-in e são aquisitados através do módulo conversor analógico-digital NI 9205. A seleção das chaves analógicas é realizada pelas saídas digitais D06-D20. Assim pelo acionamento individual de cada chave, apenas uma única saída de matriz de sensores será processada pelo Lock-in para a medição da fase e da amplitude do sinal. Os dados obtidos são disponibilizados no *WebService*, armazenados em relatórios e a imagem química será obtida como o resultado da resposta de um arranjo de vários sensores optoeletrônicos. O amplificador Lock-in desenvolvido na sbRIO-9631 foi usado para medir a intensidade luminescente e a fase que mostram a concentração de oxigênio dissolvido, sendo que a vazão de cada um dos gases (oxigênio e nitrogênio) é controlada independentemente por um outro aplicativo auxiliar para controle de diluição e mistura gasosa (oxigênio e nitrogênio) também desenvolvido em LabVIEW® e que usa a placa aquisição de dados NI USB-6009 que possui 8 entradas analógicas (14 bits, 48 kS/s), duas saídas analógicas (12 bits, 150 S/s) e 12 E/S digitais.

O aplicativo para controle de diluição e mistura gasosa permite determinar a vazão do oxigênio e do nitrogênio para dez condições diferentes, sendo possível modificar a concentração automaticamente de cada um dos gases independentemente e em tempos definidos previamente. A Figura 26 mostra a interface gráfica e os parâmetros de entrada para o aplicativo construído.

Figura 26 - Interface gráfica do sistema de controle de diluição de gases para detecção de oxigênio dissolvido usando sensores TAOS e caracterização e obtenção de imagem química por iluminação de grande área usando sensores FMOS.

O GFC é usado para indicar a razão de vazão de diferentes gases e este controle é realizado através da definição da tensão de polarização de dois controladores de fluxo. Os controladores de fluxo são da marca MKS Instruments® da série MKS1179A. Como para cada tipo de gás, o *setup* das tensões de polarização será diferente, isto é, normalizado pelo coeficiente GFC, o valor deste coeficiente é uma função do calor específico, densidade e estrutura molecular dos gases. Nos ensaios de calibração dos sensores o gás de Nitrogênio é usado como o gás de referência, o GFC do nitrogênio é 1 e do oxigênio é 0.993 [55]. Na Figura 27 são mostradas as configurações iniciais realizadas na interface gráfica para o sistema de controle de diluição de gases.

Figura 27 - Configurações iniciais para o sistema de controle de diluição de gases

Na Figura 28 é mostrada a estrutura interna do aplicativo do sistema de controle de diluição de gases.

Figura 28 - Sistema de controle de diluição de gases

O arranjo experimental construído facilitou o controle do ambiente de testes e a obtenção do valor de diferentes concentrações de oxigênio dissolvido em água.

4.5 Desenvolvimento do sistema de aquisição, processamento de sinais e geração de imagem química

O aplicativo para a aquisição, processamento de sinais e geração de imagem química de dispositivos LAPS e FMOS que será aplicado na medição de nível de pH e detecção metais pesados e elementos patogênicos foi embarcado no módulo sbRIO-9631, e o sistema conta ainda com circuitos eletrônicos auxiliares e a lógica para o escaneamento de luz embarcada no display OLED.

No caso do dispositivo LAPS, as imagens químicas são geradas pela intensidade de fotocorrente induzida no dispositivo MOS. Assim, é necessário induzir uma camada de depleção no dispositivo MOS pela aplicação de uma voltagem de polarização cc sobre o sensor. A superfície sensível reage com a substância a ser analisada gerando um potencial adicional, que varia a largura da camada de depleção. Um feixe de luz pulsada é aplicado para gerar uma fotocorrente externamente detectável correspondente a uma determinada posição espacial do sensor. A amplitude da fotocorrente induzida depende da concentração de íons da solução em contato com a superfície sensível, da quantidade de luz aplicada, dos parâmetros eletroquímicos locais na interface sólido/líquido e da tensão de polarização aplicada [5,11,13-16].

A partir da medição do sinal de fotocorrente que é a resposta dos sensores LAPS e FMOS, o sistema gerará uma imagem bidimensional química, para a visualização da distribuição espacial de espécies químicas em contato com a superfície sensível dos sensores. A Figura 29 ilustra o diagrama de blocos simplificado do processo de geração de imagem.

Figura 29 - Diagrama de blocos do processo de geração de imagem

Os sinais de fotocorrente são condicionados por um amplificador de transimpedância e enviados ao amplificador Lock-in digital que foi desenvolvido usando-se o módulo FPGA da sbRIO-9631. A implantação de um Lock-in digital embarcado no módulo FPGA mostrou-se uma solução eficiente, compacta e versátil para a aquisição dos sinais de resposta destes sensores, já que em adição à medida de intensidade teremos também a medida de fase que esta relacionada com o tempo de vida da emissão fotoluminescente das moléculas ativas do sensor FMOS.

Para executar o processamento do sinal de fotocorrente, foi desenvolvido um sistema de aquisição e processamento de dados embarcado usando o módulo

FPGA da sbRIO-9631 em ambiente LabView®. O sistema basicamente executa as seguintes funções:

- O display OLED controla a varredura X-Y dos pulsos de excitação de luz, ele é responsável por gerar uma sequência de pulsos de luz para iluminar a superfície do sensor com uma frequência de repetição configurável e enviar o sinal de sincronismo para o módulo FPGA;
- Iniciar a leitura dos sinais provenientes do amplificador de transimpedância obedecendo aos pulsos de sincronismo do display OLED;
- No módulo FPGA, um amplificador Lock-in faz a recuperação do sinal de fotocorrente proveniente dos diferentes tipos de sensores. Esta função é habilitada quando o display OLED enviar o sinal de sincronismo. Os valores de fotocorrente são gravados em um arquivo juntamente com seus respectivos pares ordenados, gerando uma matriz numérica bidimensional.
- Com os dados obtidos e o uso de um aplicativo para a criação de gráficos, é possível gerar uma imagem química com tonalidades distintas de cor para cada faixa de valores numéricos, desta forma, os termos numéricos da matriz são convertidos em pixels com diferentes tonalidades de cor e a imagem representativa do gás é construída. Estes dados poderão ser disponibilizados para acesso via internet através de aplicativo embarcado desenvolvido na placa sbRIO-9631.

4.5.1 LAPS e FMOS - Sistema automatizado de varredura X-Y

Para eliminar o uso de dispositivos mecânicos, o sistema automatizado de varredura X-Y foi construído usando-se um display μ OLED-128-G1 da 4D System® de forma a tornar possível a modulação da luz sobre a superfície do sensor e a geração da imagem química usando dispositivos LAPS e FMOS. Ele é um módulo compacto que usa a tecnologia PMOLED e que possui um processador virtual para executar programas compilados em 4DGL que é uma linguagem de alto nível para produzir aplicações gráficas embarcadas (Figura 30 e Figura 31).

Figura 30 - µOLED-128-G1 - vista frontal

Figura 31 - µOLED-128-G1 - vista traseira

O sistema de varredura X-Y dos dispositivos LAPS e FMOS é controlado por um aplicativo embarcado no display OLED que controla os pixels ativos com resolução de 128 x 128 pixels (tamanho da diagonal: 1,5 polegadas, 45.5 x 33.5 x 6.1 mm; Área ativa: 27 mm x 27 mm). O aplicativo embarcado no controlador gráfico GOLDELOX SGC tem autonomia para controlar a varredura de luz, ele é responsável por gerar uma sequência de pulsos de luz para iluminar a superfície do sensor com frequência de repetição configurável, gerando pulsos de fotocorrente no sensor com a mesma frequência de repetição configurada. Foi usado o display OLED para esta função, pois ele é mais adequado aos requisitos de iluminação dos sensores porque possibilita maior contraste se comparado ao LCD convencional.

O sensor FMOS também utiliza o aplicativo para controle de diluição e mistura gasosa apresentado na seção 4.4 para o controle do ambiente de testes e a obtenção do valor de diferentes concentrações de oxigênio e nitrogênio dissolvidos. A varredura para caracterização e obtenção de imagem química em dispositivo FMOS é realizada através da iluminação da área ativa do sensor (OLED-FMOS em RGB), através desta técnica o sensor é excitado sequencialmente por pulsos de luz

nas cores vermelho, verde e azul, todos os pixels do OLED emitem a cor selecionada.

No diagrama mostrado na Figura 32, observa-se que o usuário insere a configuração do tipo de varredura desejada na interface em LabView® ou via navegador de Internet, sendo estes parâmetros enviados pela placa via comunicação serial RS-232, convertidos pelo módulo de comunicação de RS232 para UART, e recebidos pelo display OLED via a entrada serial UART que foi usada para integrar e sincronizar o módulo OLED à placa sbRIO-9631 (Figura 32 e Figura 33).

Figura 32 - Varredura OLED-LAPS - Conversão Serial UART para Serial RS232

Figura 33 - Módulo conversor de comunicação - Serial RS-232 para TTL
(Alimentação: 3V~5.5V (com proteção ESD); Suporta: SP3232, DB9, UART)

Através do arranjo eletrônico que foi construído, é possível endereçar diferentes regiões da superfície do sensor pela mudança da posição do ponteiro de luz e a concentração da substância a ser analisada é determinada pela medição da intensidade da fotocorrente. O aplicativo embarcado desenvolvido em ambiente LabVIEW FPGA Module® processa estes sinais e registra os dados para que seja construída uma imagem representativa do gás ao qual o sensor foi exposto.

4.6 Desenvolvimento de um circuito amplificador de transimpedância

Foi usado um circuito amplificador de transimpedância para condicionamento dos sinais provenientes dos sensores LAPS e FMOS. O amplificador de transimpedância

será usado para converter o sinal de fotocorrente dos dispositivos, na ordem de microampères, para um sinal de tensão, na ordem de volts. Figura 34.

Figura 34 - Diagrama eletrônico do amplificador de transimpedância [57].

O CI1 escolhido para a montagem do circuito foi o LMC 6001, que é um Amplificador de Ultra Baixa Corrente de Entrada, por ter boa resposta em frequência (ganho superior a 90 dB para sinais de até 10 KHz) e maior estabilidade em temperaturas superiores às de um ambiente padrão. Este CI opera com tensão de alimentação de $\pm 7,5$ V, por medida de segurança foi utilizado $\pm 6,0$ V, valor considerado suficiente para a leitura de um sinal de atmosfera inerte.

Obteve-se o valor da impedância de transferência variando a resistência do potenciômetro a fim de que pudesse ser visualizada, num osciloscópio, uma tensão correspondente à fotocorrente (em torno de 2,0 V). O melhor valor de resistência encontrado foi em torno de 200 k Ω . Dessa forma, foi escolhido um resistor de 192 k Ω para a construção do circuito. O CI2 é um Amplificador de Instrumentação de Alta Precisão INA101. O eletrodo do sensor MOS está ligado na entrada inversora do CI1, como a entrada do amplificador possui alta impedância, é através de R que passa a corrente i fotogerada, portanto, a queda de tensão sobre R (V_R) é igual a $-R \times i$. Então V_R é somado a V_p e um amplificador de instrumentação de ganho unitário (CI 2) subtrai a tensão de polarização da saída do amplificador operacional, levando V_R ao terminal de saída do circuito, fazendo $V_s = V_R$, como desejado. Desta forma, R é o fator de escala de conversão, conhecido também como impedância de transferência ou simplesmente transimpedância. Os cabos conectados às entradas do CI1 tiveram suas blindagens aterradas para minimizar interferências na resposta causadas por eventuais ruídos ou capacitâncias parasitárias. Este circuito permite

também a polarização do sensor com uma tensão V_P em relação ao terra do sistema. Neste diagrama, $R = 192\text{ k}\Omega$, $R_G = \infty$ e $V_P = 0,5\text{ V}$ [56,57].

Os sinais de fotocorrente são convertidos em tensão pelo amplificador de transimpedância, mas estes sinais devem ser adquiridos nos instantes corretos que são determinados pelo sinal de sincronismo enviado pelo display OLED e então processados.

4.7 Configuração e integração com dispositivos móveis via Internet

O módulo sbRIO-9631 possui uma porta Ethernet 10/100 Mb/s para a comunicação com dispositivos e sistemas externos via TCP/IP, ele foi configurado para transferência de dados via internet a centros de pesquisa e monitoramento. O cliente web troca dados com a aplicação remota através dos serviços de web do LabVIEW® pelo envio de requisições HTTP a uma específica URL (Figura 35). O serviço web consiste de VIs e outros arquivos sendo executados no servidor que respondem a requisições HTTP do cliente, depois de cada requisição, o método HTTP processa os valores e retorna os dados para o cliente web no formato configurado que pode ser XML, Texto, HTML ou JSON, para este projeto foi escolhido XML.

Figura 35 - Serviço Web do LabVIEW®

Foram criadas 4 bibliotecas para organizar as variáveis compartilhadas que são disponibilizadas pelo serviço web (Figura 36), estas variáveis são mapeadas nos VIs Web Método que contêm o endereço de todas as variáveis que podem ser acessadas através do serviço Web. Quando é adicionado um VI Web Método à lista de serviços, o LabVIEW® cria um mapeamento padrão na página Mapeamento URL das Propriedades de Serviço Web. Os mapeamentos URL são parte do URL que clientes Web usam para trocar dados com a aplicação que está sendo executado no Servidor Web. O URL tem a seguinte estrutura:

- protocolo://dispositivo/caminho/recurso;
- exemplo: <http://192.168.0.10:8080/WebService/LIAWeb>.

Biblioteca: Filtro	Biblioteca: Parâmetros	Biblioteca: Sinal de Referência	Biblioteca: Varredura
<ul style="list-style-type: none"> • Decimação dos filtros CIC • Frequência • Fase • Frequência Nominal • Decimação do filtro MA • Estágios do filtro MA • Vrms 	<ul style="list-style-type: none"> • Frequência de Amostragem • Local/Remoto • Parar o aplicativo • Range do Módulo 9205 • Tipo do Sensor 	<ul style="list-style-type: none"> • Duty Cycle • Frequência • Offset de fase • Tipo do sinal de referência • Reset do sinal de referência • Taxa de aquisição • Voffset • Vp 	<ul style="list-style-type: none"> • Temporizadores para os LEDs • Ativar LEDs • Modo de varredura • Acionar saídas digitais

Figura 36 - Variáveis compartilhadas via serviço Web

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos com o protótipo do sistema integrado e flexível para a aquisição de dados e geração da imagem química em tempo real que apresenta alto potencial para instrumentação analítica, diminuição do tempo de resposta e de processamento dos dados obtidos e a disponibilidade dos dados via internet, de forma que seja possível acessar o sistema a partir de um dispositivo móvel.

5.1 Amplificador Lock-in digital

O Lock-in digital foi desenvolvido com o uso de técnicas digitais baseadas em hardware reconfigurável, com arquitetura de baixa complexidade, mas com desempenho equivalente aos disponíveis comercialmente para a recuperação do sinal de fotocorrente proveniente dos sensores LAPS, FMOS e TAOS.

5.1.1 Calibração do amplificador Lock-in

A saída do amplificador Lock-in fornece a fase e V_{rms} do sinal que se deseja medir, neste sentido foi realizado o teste de validade do Lock-in digital implementado na placa sbRIO-9631, utilizando-se um circuito RC onde o sinal de V_{Ref} corresponde ao sinal do gerador que alimenta o circuito e o sinal a ser analisado corresponde à saída V_{in} do circuito RC, neste sistema a fase e amplitude do sinal de saída mudam de acordo com a alteração da frequência do gerador (Figura 37).

Figura 37 - Circuito RC

A leitura da fase e da V_{rms} do sinal de saída obtidas no amplificador Lock-in foram comparadas com os valores obtidos no osciloscópio digital TDS210 da Tektronix® e com os valores teóricos. No circuito da Figura 37 foram utilizados um resistor de 1

k Ω e um capacitor de 33 nF tal que sua frequência de corte foi da ordem de 4,8 kHz, assim na faixa de 0 a 5 kHz a amplitude e a fase do sinal V_{in} dependem da frequência do sinal V_{ref} . Esta condição é adequada para aferir o processo de medida de fase e o valor eficaz com o amplificador lock-in digital implementado no presente trabalho. Nas Figura 38 e Figura 39 são mostradas as curvas de medida de fase e de valor eficaz do sinal V_{in} em função da frequência para diferentes taxas de amostragem previamente definidas no sistema do Lock-in, em adição estas figuras também mostram as curvas de fase e de valor eficaz calculados teoricamente e medidos utilizando-se um osciloscópio digital.

Na Figura 38 observa-se que a precisão da medida de fase depende da frequência do sinal, em baixas frequências (sinais de até 1 kHz) a precisão é da ordem de 6% no pior caso, à medida que a frequência aumenta o erro começa a ser significativo, usando-se como referência os valores calculados e os medidos pelo osciloscópio digital. Para identificar a causa deste erro, foram realizadas medidas com diferentes taxas de aquisição (conversor digital-analógico do módulo NI 9263) observando-se (Figura 38) que quanto menor a taxa de aquisição maior o erro na medida de fase; isto mostra a dependência da precisão em relação à frequência do sinal de entrada, a precisão esta totalmente relacionada com a taxa de aquisição do sinal pelo Lock-in. Isto impõe restrições para a frequência do sinal a ser analisado, em nosso caso ficou limitado a sinais de até 1 kHz. Para melhorar esta situação será necessário utilizar placas com maiores taxas de aquisição, situação que está fora do escopo do presente trabalho.

Na Figura 39 observa-se que o erro de medida no valor eficaz do sinal V_{in} foi menor que 5% para todas as frequências (100Hz a 5 kHz) e as diferentes taxas de aquisição do conversor A/D do modulo NI 9263. Assim a medida de valor eficaz pelo Lock-in digital não terá restrições em relação à frequência do sinal a ser analisado.

Figura 38 - Resposta para um circuito RC ($V_{pp} = 4V$, $R = 1k\Omega$ e $C = 33nF$)

Figura 39 - Resposta para um circuito RC ($V_{pp} = 4V$, $R = 1k\Omega$ e $C = 33nF$)

Em resumo, a partir destes experimentos comprovamos que quanto maior o número de amostras empregadas na medição de V_{in} e no sinal V_{Ref} mais preciso é o resultado. E que as limitações encontradas para se alcançar uma medição precisa de fase se devem ao hardware empregado para a conversão DA e AD, com uso de

módulos com maior taxa aquisição e de atualização de saída, espera-se obter medições de fase precisas. O sistema desenvolvido executou com grande precisão as medições de amplitude para todas as frequências ensaiadas, pode-se constatar isto quando são confrontados tanto os valores obtidos através do osciloscópio quanto com os valores calculados.

5.1.2 Aplicação do amplificador Lock-in na medida da concentração do gás de oxigênio utilizando dispositivos TAOS

Para os ensaios de sensibilidade do dispositivo TAOS - TCS3104 nas medidas de Fase e Amplitude (V_{rms}) em função da concentração de O_2 diluído em N_2 , utilizou-se um arranjo com dois controladores de fluxos MFC-1 e MFC-2 da marca MKS Instruments Type 1179 A, alimentados por cilindros contendo oxigênio (99,999% de pureza) e nitrogênio (99,999% de pureza). Do sistema de matriz com 5 dispositivos TAOS foi utilizado apenas um sensor TAOS em cuja superfície foi depositada o filme de moléculas PtOEP sensível ao O_2 . A Figura 40 mostra o diagrama esquemático do sistema de diluição empregado neste ensaio.

Figura 40 - Diagrama esquemático do arranjo do sistema de diluição de oxigênio e nitrogênio com o dispositivo TAOS - TCS3104.

Nas Figura 41 e 42 são apresentadas as respostas de medida de Fase e Amplitude V_{rms} do sensor TAOS - TCS3104 para diferentes concentração de O_2 , estes

resultados foram obtidos com o uso do Lock-in embarcado na placa sbRIO-9631. Importante mencionar que neste caso foi ativa a resposta dos diodos fotodetectores com filtro vermelho do sensor TAOS desde que a moléculas sensível PtOEP emite na região de 633 nm.

Figura 41 - Medida de Fase para diferentes concentrações de O₂ com a utilização do sistema Lock-in

Figura 42 - Medida de amplitude (V_{rms}) para diferentes concentrações de O₂ com a utilização do sistema Lock-in

Definimos a resposta do sensor como $\Delta\theta/\theta$ para a medida de fase e $\Delta V/V$ para a resposta em V_{rms} (intensidade) em ambos os casos foram considerados a fase e tensão de referência aos valores correspondentes à concentração zero de O_2 . Na Figura 43 é mostrado o comportamento da resposta do sensor TAOS correspondente à medida de fase e V_{rms} (intensidade) respectivamente. Observa-se que existe uma diferença entre ambas as curvas de reposta (maior do que 10%), isto devido a que a medida de fase introduz um erro significativo na medida como foi discutido anteriormente.

Figura 43 - Curvas de resposta do sensor TAOS obtidas a partir da medida de fase e V_{rms} com o amplificador lock-in digital.

O dispositivo TAOS será aplicado também para detecção de metais pesados e oxigênio dissolvido em água o que o torna interessante para aplicações ambientais. Por utilizar outras moléculas para detecção de metais pesados, pode ser que neste caso a porfirina tenha de ser excitada com uma fonte luminosa de outro comprimento de onda, por exemplo, uma luz verde para que emita uma luz vermelha e varie sua intensidade de luz ou fase dependendo da concentração do metal a ser detectado. Os diodos UV-LEDs só podem fornecer luz com base em apenas um comprimento de onda, por este motivo que além do diodo UV-LED (1,3 mW, $\lambda = 377$ nm) também pode ser integrado o display uOLED-128-G1 para fazer essa excitação

luminosa, devido uma variedade de comprimentos de ondas que ele pode fornecer [24].

5.2 Sistema automático de diluição de gases para ensaios de tempo de resposta de sensores fotoluminescentes na detecção de O_2

Os ensaios de tempo de resposta dos sensores TAOS foram realizados para monitorar concentrações de oxigênio em meio gasoso e oxigênio dissolvido em soluções aquosas, por este motivo foi desenvolvido um sistema automático de diluição de gases para ensaios de tempo de resposta de sensores fotoluminescentes na detecção de O_2 . O sistema permitiu o controle da vazão do oxigênio e do nitrogênio em dez estágios individuais, sendo possível selecionar o tipo de gás e modificar a concentração de cada um independentemente e em tempos definidos previamente. A Figura 44 mostra arranjo esquemático do sistema experimental construído.

Figura 44 - Diagrama esquemático do arranjo do sistema de diluição de oxigênio e nitrogênio

Os ensaios dos sensores foram realizados pela aquisição dos espectros de fotoluminescência dos dispositivos Vidro/PtOEP/Poliestireno excitado por uma fonte de luz com comprimento de onda de 380 nm. Neste ensaio o sensor foi submetido a um ambiente de diferentes concentrações de oxigênio segundo o arranjo

experimental ilustrado na Figura 44, com vazão controlada de 10 l/min. A emissão fotoluminescente da molécula de PtOEP foi suprimida pela presença de moléculas de O_2 . Os ensaios de supressão de fotoluminescência para o dispositivo Vidro/PtOEP/Poliestireno foi possível de ser realizado para uma variação de concentração de O_2 de 0 a 100%. A Figura 45 mostra a resposta da emissão fotoluminescente do dispositivo Vidro/PtOEP/Poliestireno em diferentes concentrações obtidos pelo sistema automático de mistura gasosa.

Figura 45 - Resposta de emissão fotoluminescente do dispositivo Vidro/PtOEP/Poliestireno em diferentes concentrações de O_2 obtida a partir do sistema automático de diluição de gases.

5.2.1 Resposta dinâmica dos sensores fotoluminescentes

A Figura 46 mostra a resposta dinâmica do sensor Vidro/PtOEP/Poliestireno obtida após submetê-lo à diferentes ambientes, alternando injeções de 100% de nitrogênio e 100% de oxigênio dentro da câmara. Neste ensaio a temperatura permaneceu constante em 26 °C. O tempo de resposta do sensor Vidro/PtOEP/Poliestireno depois de injeção de 100% de O_2 foi de 69 ms. O tempo de recuperação do sensor foi de 140 ms para poliestireno. Estes tempos foram obtidos por meio de avaliação dos instantes de 10% e 90% da distância da intensidade fotoluminescente inicial e final no processo de troca.

Figura 46 - Emissão fotoluminescente do dispositivo Vidro/PtOEP/Poliestireno em exposição alternada de 0 e 100% de O₂ em N₂ para medida de tempo de resposta.

Em resumo o sistema automático de diluição de gases para ensaios de calibração dos sensores mostrou-se eficiente com capacidade de medida de transitórios com duração de alguns milissegundos o que permitirá medir satisfatoriamente o tempo de resposta de sensores óticos que intrinsecamente apresentam respostas muito rápidas.

5.3 Sistema automatizado de varredura X-Y

Existem dois tipos básicos de OLED, o AMOLED e o PMOLED. Neste trabalho foi utilizado sistema PMOLED. O PMOLED é um dos tipos básicos do display OLED, nele o catodo e o anodo são tiras dispostas perpendicularmente e acionadas individualmente por um circuito externo. As interseções entre o catodo e anodo formam os pixels onde a luz é emitida. Um circuito elétrico externo aplica uma corrente às tiras selecionadas de anodo e catodo, determinando quais pixels serão ligados e quais permanecerão desligados. O brilho de cada pixel é proporcional à quantidade de corrente aplicada [58].

O sistema automatizado de varredura X-Y foi desenvolvido com o uso de um display μ OLED-128-G1 da 4D System® para eliminar o uso de dispositivos mecânicos durante a etapa de varredura da superfície do sensor. O aplicativo embarcado no

controlador gráfico GOLDELOX SGC tem autonomia para controlar a varredura de luz, ele é responsável por gerar uma sequência de pulsos de luz para iluminar a superfície do sensor com frequência de repetição configurável, gerando pulsos de fotocorrente no sensor com a mesma frequência de repetição configurada. Além disto, ele permite que a forma e as cores do feixe de luz sejam configuradas através do gerenciamento dos pixels ativos em uma resolução de 128 x 128 pixels (tamanho da diagonal: 1,5 polegadas, 45.5 x 33.5 x 6.1 mm; Área ativa: 27 mm x 27 mm). O display foi integrado ao módulo eletrônico sbRIO-9631 através de comunicação serial RS-232. A Figura 47 e a Figura 48 mostram um exemplos do controle da posição e comprimento de onda da luz emitida pelo μ OLED-128-G1.

Figura 47 - OLED-LAPS mostrando a emissão de luz em diferentes posições e diferentes comprimentos de onda

Figura 50 - Curva característica de resposta do amplificador de transimpedância [57].

5.5 Configuração e integração com dispositivos móveis via Internet

Foi usado o LabVIEW Web UI Builder® para o desenvolvimento da interface web para o usuário através de programação gráfica. Esta interface permite controlar as medições e o sistema de automação desenvolvidos em LabVIEW® através de um navegador web. O acesso ao aplicativo embarcado via navegador web é opcional, para habilitar esta funcionalidade o usuário deve selecionar a opção Web, como mostra a Figura 51, e com a conexão de um roteador ao módulo sbRIO-9631 qualquer dispositivo com permissão de acesso controla e monitora remotamente a aplicação embarcada.

Figura 51 - Modos de operação: Web ou Local

Na Figura 52 é mostrado o painel frontal do VI que permite configurar a interface web do sistema portátil desenvolvido no presente trabalho por um usuário externo.

Parar

TipoSensor

Local

Remoto

Configuração

Range 9205

5V

Frequência Amostragem [S/s]

250000

Frequência Amostragem Atual [Hz]

250000

Parâmetros do Filtro

CIC Primeira Decimação

1000

MA Estágios

1

CIC Segunda Decimação

1

MA Decimação

1000

Referência

Frequência [Hz]

5000

Offset Fase [°]

0

Vpeak [V]

0,85

Voffset [V]

4,3

Frequência Amostragem Atual [S/s]

250000

Onda Quadrada

Duty Cycle [%]

4,3

PLL

Frequência Nominal [Hz]

5000

Frequência Detectada [Hz]

5000,122

LIA Output

Vrms [V]

0,064442

Fase [°]

179,9979

Varredura

Varredura

1x3

1x15

Sensor 1

EL1

☒ Off/On

L1

P1

P2

P3

L1 [ms]

5000

Sensor 2

EL2

☐ Off/On

L2

P4

P5

P6

L2 [ms]

2500

Sensor 3

EL3

☐ Off/On

L3

P7

P8

P9

L3 [ms]

2500

Sensor 4

EL4

☐ Off/On

L4

P10

P11

P12

L4 [ms]

2500

Sensor 5

EL5

☐ Off/On

L5

P13

P14

P15

L5 [ms]

2500

Figura 52 - Interface web

6 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi desenvolvido um protótipo de um sistema automático e portátil para a geração de imagens químicas. Os testes permitiram validar o arranjo experimental do sistema projetado. Os resultados obtidos nos testes das diferentes unidades do sistema nos permitem concluir que:

O amplificador Lock-in digital implementado na placa sbRIO-9636 mostrou-se robusto no processo de medição de V_{rms} já que os valores medidos de valor eficaz foram independentes da frequência do sinal e taxa de aquisição do conversor da placa. Já a medida de fase mostrou ser muito sensível à frequência do sinal e taxa de aquisição da placa. Assim medidas de fase precisas só foram possíveis em baixa frequência ($< 1\text{ kHz}$) e com taxas de aquisição de 250 kS/s .

O sistema automático de diluição de gases implementado na placa sbRIO-9636 mostrou-se rápido (baixa inércia mecânica) permitindo medir tempo de resposta dos sensores na ordem de milissegundos.

A aquisição de dados e o circuito de controle são a chave para o bom desempenho do sistema. Os resultados dos testes experimentais do sistema embarcado para geração de imagens químicas para os sensores LAPS, FMOS e TAOS mostraram que a proposta é viável e que pode ser aplicado em outros sistemas de sensores. A escolha da tecnologia OLED para o desenvolvimento do sistema de varredura permitiu a miniaturização do sistema evitando-se assim a utilização de bancadas complexas, que convencionalmente são necessárias para os sensores de imagens químicas, já que o OLED substitui os componentes ópticos e mecânicos. Além disto, o modulo sbRIO-9631 permitiu a integração do sistema de amplificação Lock-in digital e de um sistema de controle de mistura de gases de teste.

O sistema embarcado no modulo sbRIO-9631 permite a integração com dispositivos móveis via Internet, o que possibilitará ao usuário parametrizar as medições e controlar o sistema automático através de um navegador web. Ele ainda apresenta potencial para ser aplicado em instrumentação analítica porque é um sistema que

pode se em integrado a sistemas já existentes em instalações industriais ou laboratoriais.

Finalmente a placa sbRIO-9631 permitiu a adição de sistemas eletrônicos externos como o amplificador de transimpedância utilizado na análise de resposta dos sensores LAPS e o sistema de chaveamento que permite ativar a matriz de sensores TAOS selecionando a posição do sensor desejado e que também relaciona a intensidade de resposta do sensor ao comprimento de onda da fonte de excitação luminosa especificada.

7 PERSPECTIVAS FUTURAS

Com a troca dos módulos eletrônicos de E/S para outros modelos com melhor taxa de aquisição de dados, espera-se obter medições de fase precisas. Isto permitirá medir tempos de resposta da emissão fotoluminescente das moléculas ativas do sensor (da ordem de nanossegundos).

Na configuração utilizada para os testes, o acesso remoto a placa sbRIO-9631 se dá através de uma conexão ponto-a-ponto, com a configuração de um roteador ou de um modem ao módulo sbRIO-9631, qualquer dispositivo com permissão de acesso poderá controlar e monitorar a aplicação embarcada.

Integrar mais um display OLED que será configurado para exibir a imagem química obtida em tempo real.

A união das ferramentas de aplicativo e o uso de um dispositivo configurável digital permitem a alteração das condições de operação e a criação de muitas outras ferramentas somente pela substituição do firmware, sem necessidade de mudanças no projeto de hardware.

Finalmente o sistema desenvolvido permitirá implementar uma rede de sensores que possibilitará o controle ambiental em meio gasoso e aquoso (rios) em tempo real.

8 REFERÊNCIAS

- [1] LUNDSTRÖM, I.; ERLANDSSON, R.; FRYKMAN, U.; HEDBORG, E.; SPETZ, A.; SUNDGREN, H.; WELIN, S.; WINQUIST, F. **Artificial 'olfactory' images from a chemical sensor using a light-pulse technique.** Suécia. Nature, v. 352, p. 47- 50, 1991.

- [2] NAKAO, M.; YOSHINOBU, T.; IWASAKI, H. **Scanning-laser-beam semiconductor pH imaging sensor.** Japão. Sensors and Actuators B, v. 20, p. 119-123, 1994.

- [3] UCHIDA, H.; ZHANG, W.Y.; KATSUBE, T. **High speed chemical image sensor with digital LAPS system.** Japão. Sensors and Actuators B, v. 34, p. 446-449, 1996.

- [4] YOSHINOBU, T.; IWASAKI, H.; UI, Y.; FURUICHI, K.; ERMOLENKO, YU.; MOURZINA, YU.; WAGNER, T.; NÄTHER, N.; SCHÖNING, M. **The light-addressable potentiometric sensor for multi-ion sensing and imaging.** Japão. Methods, v. 37, p. 94-102, 2005.

- [5] MIYAMOTO, K.-I.; KUWABARA, Y.; KANO, S.; YOSHINOBU, T.; WAGNER, T.; SCHÖNING, M.J. **Chemical image scanner based on FDM-LAPS.** Japão. Sensors and Actuators B: Chemical, v. 137, p. 533-538, 2008.

- [6] MIYAMOTO, K.-I.; KANEKO, K.; MATSUO, A.; WAGNER, T.; KANO, S.; SCHÖNING, M.; YOSHINOBU, T. **Miniaturized chemical imaging sensor system using an OLED display panel.** Japão. Procedia Engineering, v. 5, p. 516-519, 2010.

- [7] ITABASHI, A.; KOSAKA, N.; MIYAMOTO, K.; WAGNER, T.; SCHÖNING, M.; YOSHINOBU, T. **High-speed chemical imaging system based on front-side-illuminated LAPS.** Japão. Sensors and Actuators B: Chemical, v. 182, p. 315-321, 2013.

- [8] FANIGLIULO, A.; ACCOSSATO, P.; ADAMI, M.; LANZI, M.; MARTINOIA, S.; PADDEU, S.; PARODI, M.T.; ROSSI, A.; SARTORE, M.; GRATAROLA, M.; NICOLINI, C. **Comparison between a LAPS and an FET-based sensor for cell-metabolism detection.** Itália. Sensors and Actuators B, v. 32, p. 41-48, 1996.

- [9] ERCOLE, C.; DEL GALLO, M.; MOIELLO, L.; BACCELLA, S.; LEPIDI, A. **Escherichia coli detection in vegetable food by a potentiometric biosensor**. Itália. Sensors and Actuators B, v. 91, p. 163–168, 2003.

- [10] HAFNER, F. **Cytosensor® microphysiometer: technology and recent applications**. Alemanha. Biosensors and Bioelectronics, v.15, p. 149–158, 2000.

- [11] HAFEMAN, D.G.; PARCE, J.W.; MCCONNELL, H.M. **Light-addressable potentiometric sensor for biochemical systems**. Science, v.240, p. 1182–1185, 1988.

- [12] NIE, L.; JIA, Y.; GUO, Z.; REN, L.; LIU, H.; SHANG, J.; ZHANG, F.; TIAN, H.; WANG, T.; XIN, K. **Design of Light Addressable Potentiometric Sensors' Detecting System**. China. In: International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, 2010. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5459628>. Acesso em: 19/04/2012.

- [13] ITO, Y. **High-spatial resolution LAPS**. Japão. Sensors and Actuators B, v. 52, p. 107–111, 1998.

- [14] SCHÖNING, M.; WAGNER, T.; WANG, C.; OTTO, R.; YOSHINOBU, T. **Development of a handheld 16 channel pen-type LAPS for electrochemical sensing**. Alemanha. Sensors and Actuators B, v. 108, p. 808–814, 2005.

- [15] WAGNER, T.; MIYAMOTO, K-I.; SCHÖNING, M. J.; YOSHINOBU, T. **Novel combination of digital light processing (DLP) and light-addressable potentiometric sensors (LAPS) for flexible chemical imaging**. Japão. Procedia Engineering, v. 5, p. 520–523, 2010.

- [16] WAGNER, T.; WERNER, C.; MIYAMOTO, K-I.; SCHÖNING, M.; YOSHINOBU, T. **Development and characterisation of a compact light-addressable potentiometric sensor (LAPS) based on the digital light processing (DLP) technology for flexible chemical imaging**. Japão. In: Sensors and Actuators B: Chemical, 2011. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0925400510009317>. Acesso em: 26/04/2012.

- [17] KANAI, Y.; SASAI, Y.; UCHIDA, H.; KATSUBE, T. **SPV ion (taste) sensor with a LED array**, Proceedings of the 18th Chemical Sensor Symposium, Supplement A, v. 10, p. 38, 1994.

- [18] STEIN, B.; GEORGE, M.; GAUB, H. E.; BEHRENDTS, J. C.; PARAK, W. J. **Spatially Resolved Monitoring of the Cellular Metabolic Activity with a Semiconductor-Based Biosensor**, Alemanha. Biosensors and Bioelectronics, v. 18, p. 31-41, 2003.

- [19] ZHANG, Q.; WANG, P.; PARAK, W. J.; GEORGE, M.; G. ZHANG, A **novel design of multi-light LAPS based on digital compensation of frequency domain**. Alemanha. Sensors and Actuators B, v. 73, p. 152-156, 2001.

- [20] WAGNER, T.; MOLINA, R.; YOSHINOBU, T.; KLOOCK, J. P.; BISELLI, M.; CANZONERI, M.; SCHNITZLER, T.; SCHÖNING, M. J. **Handheld multi-channel LAPS device as a transducer platform for possible biological and chemical multi-sensor applications**, Electrochimica Acta, v. 53, p. 305-311, 2007.

- [21] HU, W.; CAI, H.; FU, J.; WANG, P.; YANG, G. **Line-scanning LAPS array for measurement of heavy metal ions with micro-lens array based on MEMS**. China. Sensors and Actuators B, v.129, p. 397-403, 2008.

- [22] IPATOV, A.; ZINOVIEV, K.; ABRAMOVA, N.; BRATOV, A. **Light addressable potentiometric sensor array: a new approach for light beam positioning**. Espanha. Procedia Engineering, v. 5, p. 625-628, 2010.

- [23] MEN, H.; ZOU, S.; Lia, Y.; Wang, Y.; Ye, X.; Wang, P. **A novel electronic tongue combined MLAPS with stripping voltammetry for environmental detection**. China. Sensors and Actuators, B 110, p. 350-357, 2005.

- [24] BRAGA, M.S.; Santos, D.S.; BORGES, V. F.; SALCEDO, W.J.; **Sensores ópticos fotoluminescentes de baixo custo para detecção de oxigênio aplicados em sistemas de controle e monitoramento ambiental**. Portugal. XIII Safety, Health and Environment World Congress, p. 261-265, 2013.

- [25] FILIPPINI, D.; WINQUIST, F.; LUNDSTRÖM, I. **Computer screen photo-excited surface plasmon resonance imaging.** Suécia. *Analytica Chimica Acta*, v.125, p. 207-214, 2008.
- [26] FILIPPINI, D.; SVENSSONA, S.; LUNDSTRÖM, I. Computer screen as a programmable light source for visible absorption characterization of (bio) chemical assays. Suécia. *Chem. Commun.*, p. 240–241, 2003.
- [27] CAPITÁN-VALLVEY, L.; ASENSIO, L.; LÓPEZ-GONZÁLEZ, J.; FERNÁNDEZ-RAMOS, M.; PALMA, A. **Oxygen-sensing film coated photodetectors for portable instrumentation.** Espanha. *Analytica Chimica Acta*, v. 583, p. 166–173, 2007.
- [28] GRILLO, G.; PÉREZ, M.; VALLEDOR, M.; RAMOS, R. **Amplitude and Phase Fluorescence-Spectroscopy Methods for Dissolved Oxygen Concentration Evaluation: Comparative Practical Results.** Espanha. *Instrumentation and Measurement*, p. 922-924, 2005.
- [29] O'Keeffe, G.; MacCraith, B.; McEvoy, A.; McDonagh, C.; McGilp, J. **Development of a LED-based phase fluorimetric oxygen sensor using evanescent wave excitation of a sol-gel immobilized dye.** Irlanda. *Sensors and Actuators B*, v. 29, p. 226-230, 1995.
- [30] VALLEDOR, M.; CAMPOA, J.; SANCHEZ-BARRAGNA, I.; VIERA, J.; COSTA-FERNANDEZ, J.; SANZ-MEDEL, A. **Luminescent ratiometric method in the frequency domain with dual phase-shift measurements: Application to oxygen sensing.** Espanha. *Sensors and Actuators B*, v. 117, p. 266–273, 2006.
- [31] SCOFIELD, J.H. **Frequency-domain description of a Lock-in amplifier.** Maryland, EUA. *American Association of Physics Teachers*, v. 62 n. 2, p. 129-133, 1993.
- [32] LYONS, R. G.; **Understanding Digital Signal Processing.** 3rd ed. Boston: Prentice Hall, p. 589, 2011.
- [33] COVA, I.; LONGONI, A.; FREITAS, I. **Versatile digital Lock-in detection technique: Application to spectrofluorometry and other fields.** Itália. *Review of Scientific Instruments*, v.50, p. 296, 1979.
- [34] PROBST, P.; COLLET, B. **Low-frequency digital Lock-in amplifier.** Suíça. *Review of Scientific Instruments*, v. 56, p. 466, 1984.

- [35] SONNAILLON, M. O.; BONETTO, F. J. **A low-cost, high-performance, digital signal processor-based Lock-in amplifier capable of measuring multiple frequency sweeps simultaneously.** Argentina. Review of Scientific Instruments, v.76, 024703, 2005.
- [36] WITT, J.; FLETCHER, N. **Standard deviation of the mean and other time series properties of voltages measured with a digital Lock-in amplifier.** França. Metrologia, v. 47, p. 616-630, 2010.
- [37] SHANG-KUN, R.; YAO, Y.; ZHONG-JI, L. **Circuit Design for Alternating Current Field Measurement make use of Lock-in Amplifier.** China. Applied Mechanics and Materials, v. 52-54, p. 1107-1112, 2011.
- [38] STANFORD RESEARCH SYSTEM. California. **Application Note #3 - About Lock-in Amplifiers.** Disponível em: <http://www.thinksrs.com/downloads/PDFs/ApplicationNotes/AboutLIAs.pdf>. Acesso em: 07/09/2011.
- [39] SCHILT, S.; BUCALOVIC, N.; TOMBEZ, L.; DOLGOVSKIY, V.; SCHORI, C.; et al. **Frequency discriminators for the characterization of narrow-spectrum heterodyne beat signals: Application to the measurement of a sub-hertz carrier-envelope-offset beat in an optical frequency comb.** Suíça. Review of Scientific Instruments, v. 82, a.123116, 2011.
- [40] ALBURQUERQUE, M.; RESENDE, L.; GONZALEZ, J.; NUNES, R.; BOCHNER, R. **O amplificador Lock-in.** Brasil. CBPF-NT-001, 2008.
- [41] NUNES, R.; ALBURQUERQUE, M.; ALBURQUERQUE, M. **O amplificador Lock-in.** Brasil. CBPF-NT-002, 2006.
- [42] BARONE, F.; CALLONI, E.; DIFIORE, L.; GRADO, A.; MILANO, L.; RUSSO, G. **High-performance modular digital Lock-in amplifier.** Itália. Review of Scientific Instruments, v.66, p. 3697, 1995.
- [43] RESTELLI, A.; ABBIATI, R.; GERACI, A. **Digital field programmable gate array-based Lock-in amplifier for high-performance photon counting applications.** Itália. Review of Scientific Instruments, v.76, a. 093112, 2005.

- [44] MASCIOTTI, J.; LASKER, J.; HIELSCHER, A. **Digital Lock-in Detection for Discriminating Multiple Modulation Frequencies With High Accuracy and Computational Efficiency**. EUA. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, v. 57, n. 1, p. 182-189, 2008.

- [45] RYDH, A. **Advantages of synchronized Lock-in amplifiers in experiments**. Suécia. In: APS March Meeting, 2010. EUA. Disponível em: <http://meetings.aps.org/Meeting/MAR10/Event/123647>. Acesso em: 21/03/2012.

- [46] RAZAVI, B. **Design of Analog CMOS Integrated Circuits**. McGraw-Hill, 2001.

- [47] POLLINGER, A.; LAMMEGGER, R.; MAGNES, W.; ELLMEIER, M.; BAUMJOHANN, W.; WINDHOLZ, L. **Control Loops for a Coupled Dark State Magnetometer**. Austria. IEEE SENSORS 2010 Conference, p. 779 - 784, 2010.

- [48] QIN, J.; HUANG, Z.; GE, Y.; HOU, Y.; CHU, J. **Tandem demodulation Lock-in amplifier based on digital signal processor for dual-modulated spectroscopy**. China. Review of Scientific Instruments, v. 80, a. 033112, 2009.

- [49] WANG, C.; ZHANG, J.; LI, F.; CUI, Z.; XU, C. **Design of a non-magnetic shielded and integrated electromagnetic tomography system**. China. Measurement Science and Technology, v. 22, p. 1-10, 2011.

- [50] BEST, R. **Phase-Locked Loops: Design, Simulation and Applications**. 4 ed. McGraw-Hill, 1999.

- [51] COSTAS, J. **Synchronous communications**. Estados Unidos. Proc.IRE, v. 44, p. 1713-1718, 1956.

- [52] TAYLOR, D. **Introduction to "Synchronous Communications"**, Nova Zelândia. Proceedings of the IEEE, v. 90, n. 8, p. 1459-1460, 2002.

- [53] HOGENAUER, E. **Economical Class of Digital Filters for Decimation and Interpolation**. Estados Unidos. IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing, v. ASSP-29, n. 2, p. 155-162, 1981.

- [54] PRESS, W.; TEUKOLSKY, S.; VETTERLING, W.; FLANNERY, B.; **Numerical Recipes in Fortran: The Art of Scientific Computing**, 2nd Edition, Cambridge University Press, New York, 1992.
- [55] MKS Manual: **Mass Flow Control**, model 1179A12CR1B. p. 35-42.
- [56] SANTOS, D. S.; MATOS, K. R. M. **Automação de um sistema de obtenção de imagens químicas através da técnica de escaneamento por luz pulsada**. Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no IFSP em Cubatão, 2007. Não publicado.
- [57] BRAGA, M. S.; SALCEDO, W. J.; FERNANDEZ, F. J. R. **Image sensor for detection of gases: Development of MOS device as a chemical image sensor for the detection and classification of gases through the scanning light pulse technique**. Frankfurt: VDM Verlag Dr. Müller, 2010. 108 p. ISBN-13: 978-3639256482.
- [58] SHINAR, J. **Organic Light-Emitting Device A Survey**, Springer. EUA, 2004