

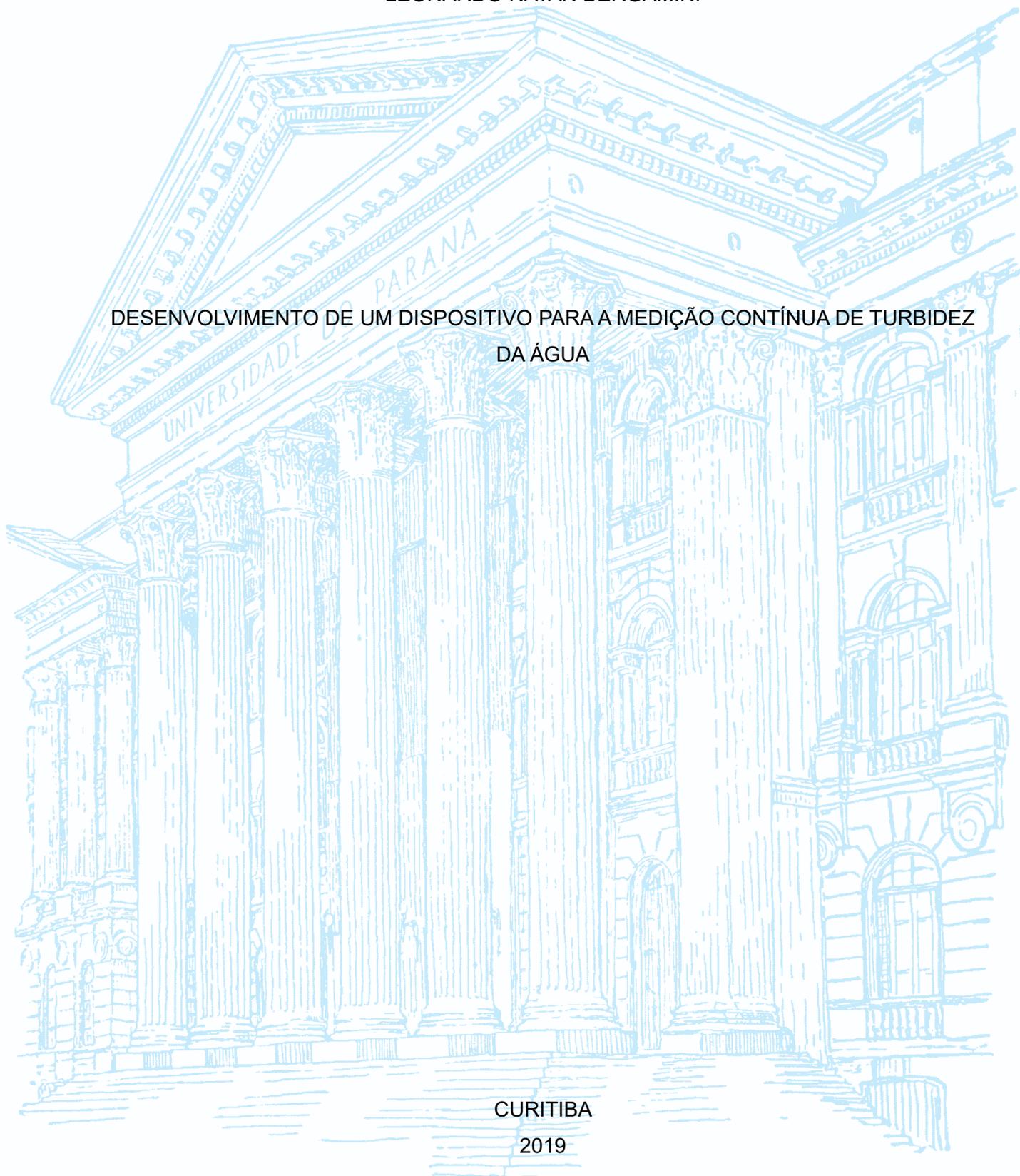
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

LEONARDO NATAN BERGAMINI

DESENVOLVIMENTO DE UM DISPOSITIVO PARA A MEDIÇÃO CONTÍNUA DE TURBIDEZ
DA ÁGUA

CURITIBA

2019



LEONARDO NATAN BERGAMINI

DESENVOLVIMENTO DE UM DISPOSITIVO PARA A MEDIÇÃO CONTÍNUA DE TURBIDEZ
DA ÁGUA

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, da Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial à conclusão do curso de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, da Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Parente Ribeiro

CURITIBA

2019

RESUMO

O trabalho trata do desenvolvimento de um turbidímetro que realiza a leitura da turbidez em AC para reduzir o efeito de fontes de luz externas e de ruídos. O turbidímetro proposto usa LEDs infravermelhos como fonte de luz e como receptor. Para o condicionamento do sinal foi projetado um amplificador de transcondutância para converter a corrente do LED para um sinal de tensão. O processamento do sinal ficou responsável por um microcontrolador MSP430, no qual foi feito um algoritmo que se comporta como um detector coerente com recuperação da portadora. Em conjunto com o LaunchPad MSP-EXT430G2 o MSP430 envia os resultados para o computador pela comunicação USB do LaunchPad, permitindo a aquisição dos dados. O circuito de emissor e receptor da luz obtiram um resultado satisfatório, sendo possível transmitir o sinal senoidal sem muitos problemas. O detector coerente do MSP430 foi testado separadamente e apresentou uma resposta coerente com o esperado, porém a precisão do resultado deixou a desejar, sendo necessário um filtro melhor para o detector.

Palavras-chave: Instrumentação. Turbidímetro. Medição em AC. Demodulação AM.

ABSTRACT

The work deals with the development of a turbidity meter that reads AC turbidity to reduce the effect of external light sources and noise. The proposed turbidimeter uses infrared LEDs as a light source and as a receiver. For signal conditioning a transconductance amplifier was designed to convert the LED current to a voltage signal. MSP430 microcontroller was responsible for the signal processing, which was programmed with algorithm that behaves as a coherent detector with carrier recovery. In conjunction with the LaunchPad MSP-EXT430G2 the MSP430 sends the results to the computer via LaunchPad's USB communication, allowing data acquisition. The light emitting and receiving circuit obtained a satisfactory result, being possible to transmit the sinusoidal signal without many problems. The MSP430 coherent detector was tested separately and showed an expected coherent response, but the accuracy of the result was poor and a better detector filter was needed.

Keywords: Instrumentation. Turbidimeter. AC measurement. AM Demodulation.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	16
1.1	JUSTIFICATIVA.....	16
1.2	OBJETIVOS.....	16
1.2.1	Objetivo geral.....	16
1.2.2	Objetivos específicos.....	17
2	REVISÃO DE LITERATURA.....	18
2.1	TÍTULO DA SEÇÃO SECUNDÁRIA.....	18
2.2	TÍTULO DA SEÇÃO SECUNDÁRIA.....	18
2.2.1	Título da seção terciária.....	19
2.2.1.1	Título da seção quaternária.....	19
3	REVISÃO DE LITERATURA.....	21
3.1	TURBIDEZ.....	21
3.2	TURBIDÍMETROS.....	22
3.2.1	Turbidímetros eletrônicos.....	24
3.2.1.1	Turbidimetria.....	24
3.2.1.2	Nefelometria.....	25
3.2.2	Outros modelos.....	25
3.2.2.1	Método da razão.....	26
3.2.2.2	Método dos 4 feixes modulados.....	26
3.2.2.3	Fonte de luz.....	27
3.2.3	Formazina.....	28
3.2.4	Padrões de turbidez.....	28
3.2.4.1	EPA180.1.....	29
3.2.4.2	GLI-2 METHOD.....	29
3.2.4.3	ISO 7027.....	29
3.3	MICROPROCESSADORES.....	29
3.3.1	Microcontroladores.....	30
3.4	DETECTOR COERENTE.....	30
3.5	AMPLIFICADORES OPERACIONAIS.....	31
3.5.1	Amplificador de transimpedância.....	33
3.6	FILTROS.....	34
3.6.1	Filtros digitais.....	35
4	DESENVOLVIMENTO.....	37
4.1	HARDWARE.....	38
4.1.1	Fonte de luz.....	38

4.1.1.1	Receptor e circuito de condicionamento.....	38
4.1.2	Microcontrolador.....	39
4.2	PROCESSAMENTO DE SINAL.....	40
4.2.1	Descrição funcional.....	40
4.2.2	Firmware.....	41
4.2.2.1	Timer.....	42
4.2.2.2	Medição.....	43
4.2.2.3	Processamento.....	44
4.2.2.4	Comunicação (UART).....	45
4.2.2.5	Modo de baixo consumo.....	46
5	TESTES E RESULTADOS.....	48
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	49
6.1	RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	49
	REFERÊNCIAS.....	50

1 INTRODUÇÃO

1.1 JUSTIFICATIVA

Os biomas aquáticos possuem ecossistemas extremamente frágeis a variações das características da água, como temperatura e a qualidade da água. Esses ambientes acabam sendo muito vulneráveis às intervenções externas, como poluição e mudanças climáticas.

Para acompanhar essas mudanças em biomas aquáticos é necessário que seja feito o seu monitoramento para acompanhar algumas de suas características. A turbidez é uma dessas características. A sua variação da turbidez no ambiente aquático pode prejudicar a fotossíntese de algas e também pode afetar a cadeia alimentar do bioma pela mudança da visibilidade dentro da água.

Para a medição da turbidez, geralmente, são feitos testes em campo a partir do recolhimento de amostras ou pelo uso de equipamentos como o disco de Secchi. Os turbidímetros eletrônicos são equipamentos caros e não permitem realizar o monitoramento constante do ambiente. Além disso, como turbidímetros eletrônicos medem a taxa da luz transmitida pela amostra, as luzes externas podem interferir na medição de monitoramento, exigindo designs de turbidímetros com estruturas mecânicas que evitem a incidência de luz externa.

A partir desse contexto, o presente trabalho deve explorar uma possibilidade de design de turbidímetro que possa ser usado em campo e possa reduzir os problemas encontrados com a interferência de fontes de luzes externas.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo geral

Desenvolvimento de um equipamento capaz de realizar a medição da turbidez de amostras de água. O equipamento será formado pelo hardware usado na medição da turbidez da amostra e por um dispositivo programável para realizar o processamento do sinal.

Esse turbidímetro deve permanecer medindo a turbidez constantemente e essa medição deve ser feita em AC, ou seja, pretende-se gerar um sinal senoidal de

referência que será usado para medir a turbidez e a partir de técnicas de demodulação em amplitude, adquire-se o resultado ao mesmo tempo em que ruído fora da banda do sinal de referência é atenuado.

1.2.2 Objetivos específicos

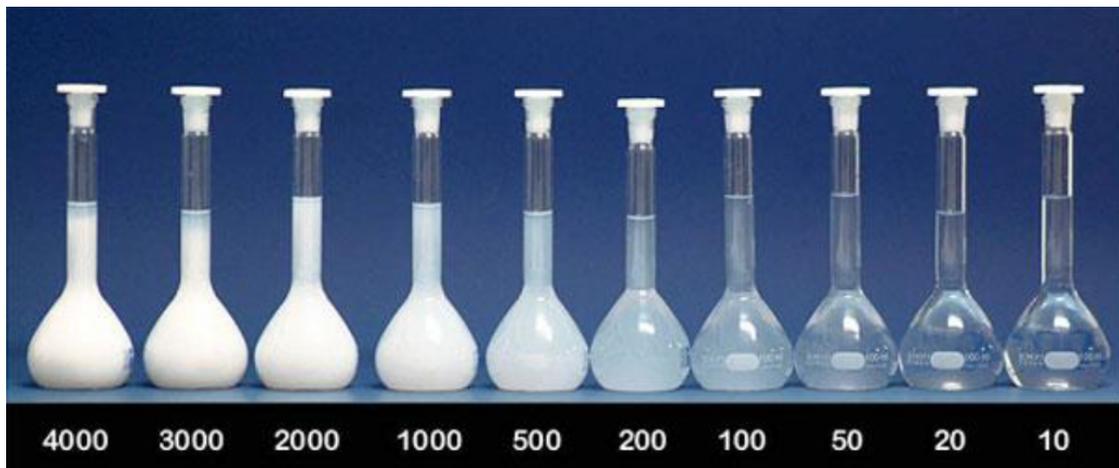
- Realizar o estudo das técnicas usadas em equipamentos eletrônicas para a realizar medição da turbidez;
- Projetar um hardware capaz de gerar um sinal de referência para que seja usado na medição da turbidez;
- Projetar um sistema que realize a medição do sinal senoidal e que exibe valores relacionados com a turbidez da amostra;

2 REVISÃO DE LITERATURA

2.1 TURBIDEZ

Turbidez é definida como a transparência óptica de uma amostra líquida, mas no escopo desse trabalho o termo turbidez se refere à transparência de amostras de água. A turbidez está diretamente relacionada com a presença de partículas em suspensão e de compostos químicos diluídos na amostra. Com mostra a FIGURA 1, quanto maior a turbidez da amostra menor é a luz que atravessa ela.

FIGURA 1 - SÉRIE DE TURBIDEZ DE FORMAZINA COM AS RESPECTIVAS INDICAÇÕES EM NTU/FNU.



FONTE: Oliveira (2015).

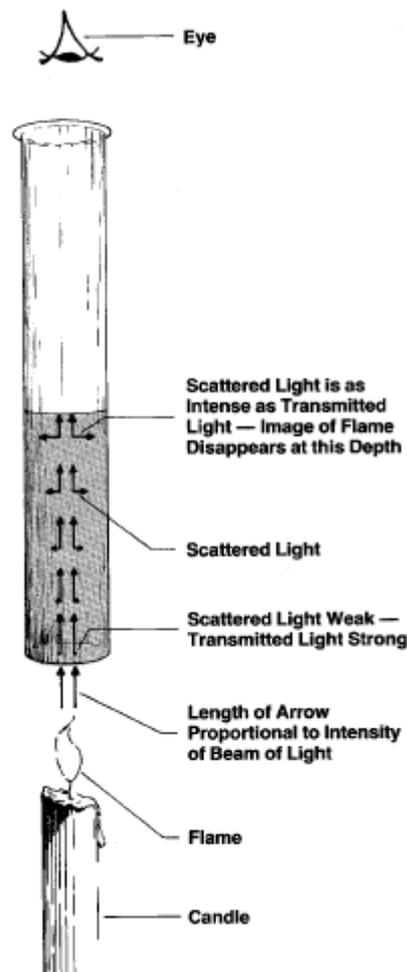
O valor da turbidez depende puramente do espalhamento e da absorção do feixe de luz incidente sobre a amostra, que por sua vez depende da temperatura, da concentração das partículas suspensas, do formato, da distribuição e do tamanho dessas partículas e da capacidade de absorção de certos comprimentos de onda por matéria orgânica ou pela coloração da amostra.

A turbidez pode ser apresentada em várias unidades de medida, mas de acordo com Kitchener (2017) as mais encontradas na literatura são NTU, FTU e FAU. As quais são empregadas pelos diferentes padrões para a construção de turbidímetros.

2.2 TURBIDÍMETROS

Turbidímetros são os equipamentos e dispositivos projetados para realizar a medição da turbidez. O primeiro método usado para a medição da turbidez data para os anos de 1900 com a “vela de Jackson” (FIGURA 2).

FIGURA 2 – TURBIDÍMETRO DA VELA DE JACKSON.



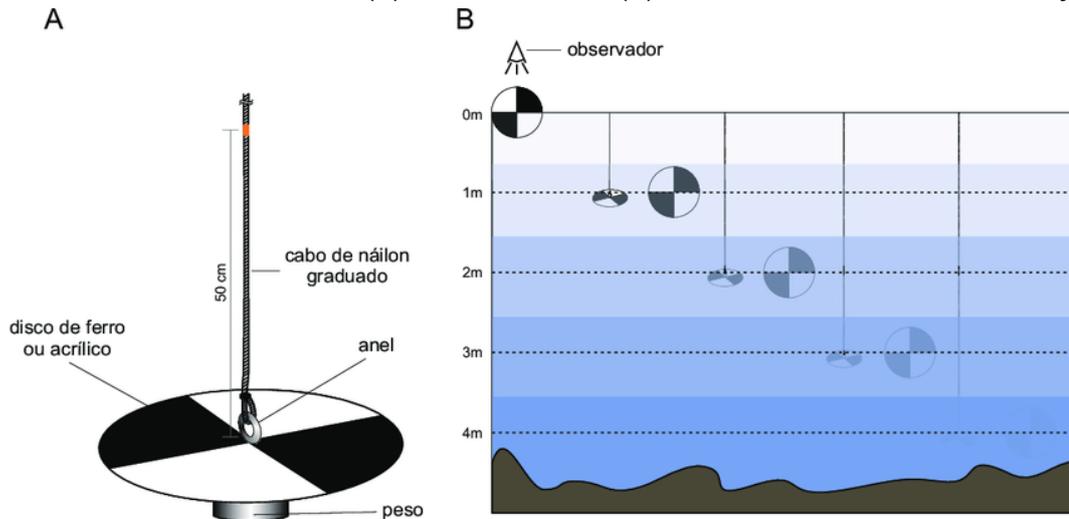
FONTE: Sadar (1996).

Para medir a turbidez com a vela de Jackson a amostra de água era despejada dentre de um tubo de vidro, posicionado sobre uma vela acesa. A amostra era despejada lentamente até que não fosse mais possível ver o fogo da vela pela parte de cima do tubo, depois disso a profundidade do líquido era registrado e o valor da turbidez era calculado a partir de uma escala de ppm de sílica, padrão desenvolvido por Jackson e Whipple, e seu resultado era apresentado em *Jackson's Turbidity Unit* (JTU). Essa forma de medição da turbidez já é considerada obsoleta, pela sua subjetividade durante a medição para definir quando a luz da vela já não é

mais visível e pela dificuldade para medir baixos valores de turbidez que depende do tamanho do tubo de água.

Outro equipamento para a medição de turbidez é o “disco de Secchi”. O disco de Secchi propriamente dito é um disco circular separado em 4 quadrantes, sendo que 2 desses quadrantes diagonais entre si são brancos e os outros 2 são pretos (FIGURA 2).

FIGURA 2 – DISCO DE SECCHI (A) EQUIPAMENTO, (B) PROCEDIMENTO PARA A MEDIÇÃO.



FONTE: Manzolli (2011).

O disco de Secchi é usado para medir a turbidez em campo de corpos de água, o método consiste em amarrar o centro do disco com uma corda e prender um peso em baixo dele, o disco então deve afundar no local que deseja-se fazer a medição até que ele não possa mais ser visto da superfície. O valor da turbidez é calculado a partir da profundidade que o disco alcançou antes de ser ocultado pela água. O disco de Secchi sofre de problemas semelhantes aos da vela de Jackson, tanto na subjetividade da medida quanto na dependência da profundidade do corpo de água, porém ele é usado até esses dias pela sua facilidade de manuseio e pelo baixo custo.

2.2.1 Turbidímetros eletrônicos

Atualmente o valor da turbidez é determinado a partir da comparação da luz transmitida ou espalhada pela amostra de água com a medida feita em uma amostra padrão. Os turbidímetros eletrônicos usam essencialmente o mesmo conceito: um

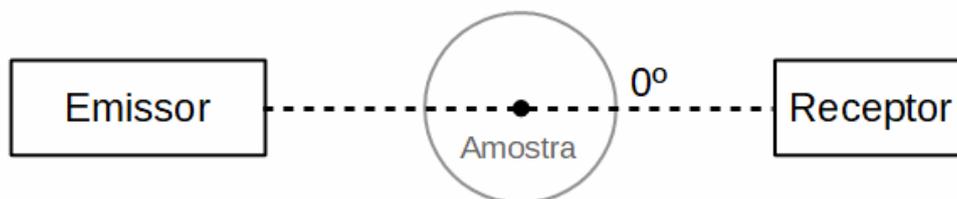
feixe de luz é incidido sobre a amostra de água e a luz que é espalhada ou transmitida por ela é mensurada.

Essencialmente existem 2 métodos para a medição de turbidez, a turbidimetria, que mede a taxa de luz transmitida, e a nefelometria, que mede a taxa de luz espalhada. Essa subdivisão tem origem pelas diferentes descrições matemáticas usadas para modelar os fenômenos físicos envolvidos em cada método e também na posição relativa entre o emissor e o sensor do feixe de luz.

2.2.1.1 Turbidimetria

O método de medição usando o princípio turbidimétrico consta em medir a taxa da luz que é transmitida pela amostra, posicionando o emissor e o receptor de luz a 180° um do outro, como pode ser observado na FIGURA 4.

FIGURA 4 – POSICIONAMENTO DO RECEPTOR NO MÉTODO TURBIDÍMETRO



FONTE: O autor (2019).

O cálculo da turbidez para esse método é baseada na lei de Beer-Lambert. A relação entre a turbidez e a luz transmitida tem um comportamento exponencial. Os equipamentos que usam esse método são chamados de turbidímetros.

A turbidimetria possui uma larga faixa de operação, porém para altos valores de turbidez (> 1000 NTU) a luz que é transmitida pela amostra se torna consideravelmente baixa, dificultando a medição de turbidez.

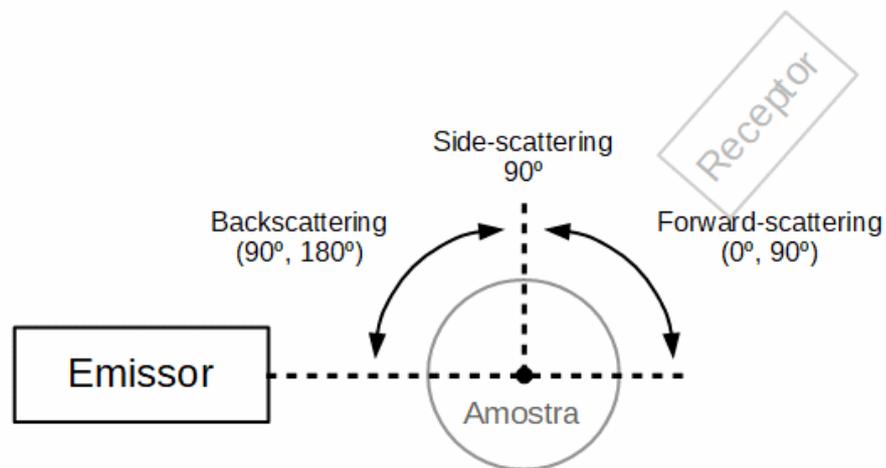
2.2.1.2 Nefelometria

O método nefelométrico consta em medir a luz espalhada pela amostra, porém o posicionamento do receptor em relação ao emissor não é fixo. Com isso, a nefelometria é dividida em mais 3 categorias: *forward-scattering*, *backscattering* e *side-*

scattering. Os equipamentos que usam esse método são chamados de nefelômetros.

Como pode ser observado na FIGURA 5, em *side-scattering* a posição do sensor é fixa e a 90° do emissor, em *forward-scattering* o sensor pode ser posicionado entre 90° e 180° do sensor e em *backscattering* a 0° e 180° .

FIGURA 5 – DIVISÃO DA NEFELOMETRIA COM BASE NA POSIÇÃO DO RECEPTOR



FONTE: O autor (2019).

Foi observado por LIU (2015) que as posições dos sensores que apresentaram medições com maior acuracidade foi 140° para altos valores de turbidez e 90° para baixos valores de turbidez. (8) também observou que e a partir da comparação entre turbidímetros com medição a 90° a turbidez apresenta um comportamento linear em relação à luz espalhada pela amostra. Entretanto, a partir de 400 NTU a resposta começará a apresentar não linearidades.

2.2.2 Outros modelos

Usualmente o modelo mais básico usado para medição de turbidez possui somente um sensor e um emissor, também chamado de “Modelo do feixe único”, mas existem dois outros modelos que envolvem mais de um sensor e um emissor, cuja determinação da turbidez é feita a partir de múltiplas medições combinadas matematicamente. O objetivo desses modelos é de melhorar a acuracidade das medidas e estender a faixa de medição do equipamento.

2.2.2.1 Método da razão

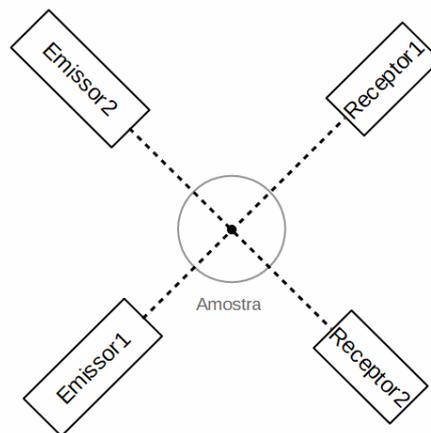
O método da razão é formado por somente um emissor, mas com dois ou mais receptores espalhados em diferentes posições envolta da amostra. A turbidez da amostra é calculada com um algoritmo que usa razões ponderadas das medidas adquiridas.

Esse modelo pode ser usado para estender a região linear de nefelômetros (até 4000 NTU), compensar a absorção de certos comprimentos de onda pela amostra e reduzir o efeito de espalhamentos múltiplos.

2.2.2.2 Método dos 4 feixes modulados

O método dos 4 feixes modulados usa o método da razão, mas é um pouco mais específico quanto a sua construção. Ele é constituído por dois pares emissor-detector e a posição relativa do emissor de um par com o detector do mesmo par é 180° (como um turbidímetro), sendo que os dois pares devem ser posicionados ortogonalmente em relação ao outro, como pode ser observado na FIGURA 6.

FIGURA 6 – POSICIONAMENTO DOS SENSORES E RECEPTORES NO MÉTODO DOS 4 FEIXES MODULADOS.



FONTE: O autor (2019).

A medição é alternada entre os emissores com pulsos de curta duração, e para cada emissor os 2 receptores são usados. Adquirindo 4 medidas, 2 por turbidimetria e 2 por nefelometria a 90° . Assim como no método da razão essas 4 medidas são usadas em conjunto para calcular a turbidez da amostra.

O método dos 4 feixes ajuda a compensar a absorção de comprimentos de onda da luz incidente, de reduzir os efeitos de espalhamentos múltiplos e também é um modelo robusto, pois erros de medidas (por obstrução da fonte de luz) podem ser corrigidos.

2.2.2.3 Fonte de luz

A escolha da fonte de luz também pode alterar consideravelmente as medidas e deve ser selecionada com base nas necessidades do projeto ou nos padrões de turbidez escolhidos. Os tipos de fontes de luz podem ser divididas entre as policromáticas e as monocromáticas.

As fontes policromáticas possuem um espectro muito mais amplo, um exemplo delas seria a lâmpada de tungstênio. A desvantagem desse tipo de fonte é que devido à presença de vários comprimentos de onda a matéria orgânica ou a cor da amostra podem interferir na medição. Algumas fontes policromáticas, como a lâmpada de tungstênio, consomem muita energia e apresentam grandes perdas por aquecimento.

As fontes monocromáticas, como LEDs ou laser, são menos suscetíveis a esse efeito com a escolha apropriada do comprimento de onda. Entretanto, o comprimento de onda da fonte de luz se torna um parâmetro de extrema importância para o projeto, pois para que o fenômeno de espalhamento do feixe de luz aconteça as partículas em suspensão devem ter dimensões na ordem de grandeza do comprimento de onda da luz incidente. Deste modo, fontes monocromáticas diferentes respondem de modo diferente com o tamanho das partículas. As fontes monocromáticas também são menos sensíveis a partículas pequenas do que as fontes policromáticas.

2.2.3 Formazina

A formazina é uma solução de sulfato de hidrazina, hexametenotetramina e água. Essa suspensão forma partículas de diferentes tamanhos e formatos distribuídas aleatoriamente, porém o espalhamento da luz da formazina possui uma

boa reprodutividade estatística. A formazina também pode ser preparada a partir de matérias-primas rastreáveis.

Todas essas características fazem da formazina (preparada em laboratório) o único padrão primário para a medição da turbidez, qualquer outro padrão é considerado secundário e devem ser rastreados de volta para a formazina.

A formazina também apresenta algumas desvantagens. Além de ser tóxica, a formazina produzida com estrita concordância com a receita não garante uma consistência óptica, apresentando variações de turbidez entre amostras de até 2%. A turbidez da formazina também varia com a temperatura e ela também degrada com o tempo, possuindo um tempo de vida menor quanto mais diluída for a solução de formazina (QUADRO 1).

QUADRO 1 – TEMPO DE VIDA DA FORMAZINA PARA VALORES DE TURBIDEZ.

Concentração de formazina padrão	Tempo de estabilidade
> 400 NTU	1 ano
20 – 400 NTU	1 mês
2 – 20 NTU	12 – 24 horas
< 2 NTU	<= 1 hora
<= 1 NTU	<= 1 hora

FONTE: Kitchener (2017).

2.2.4 Padrões de turbidez

Abaixo serão descritos os principais padrões que são encontrados na literatura. A principal similaridade desses padrões é que a estimativa da turbidez é feita pela comparação das medidas com uma amostra padrão. Sendo que a única solução padrão primária é a formazina. Variações no design de turbidímetros que usam o mesmo padrão ou método fazem com que eles meçam valores diferentes para a mesma amostra (DOWN, 2005).

2.2.4.1 EPA180.1

Esse padrão foi estabelecido pela *United States Environmental Protection Agency* (USEPA). Esse padrão indica o uso do método nefelométrico *side-scattering*, formado por uma lâmpada de filamento de tungstênio com a temperatura de cor de 2200 a 3000 K como fonte de luz e um receptor com um filtro óptico

passa-faixa com resposta espectral entre 400 e 600 nm. Os valores de turbidez nesse método são apresentados em NTU (*Nephelometric Turbidity Unit*).

2.2.4.2 GLI-2 METHOD

O padrão estabelecido pela Great Lake Instruments (GLI) indica o método dos 4 feixes modulados para a construção dos turbidímetros, usando diodos emissores de luz infravermelha (860 nm) e fotodiodos como detectores, sendo que o processamento é feito por um microcontrolador com os 4 valores medidos. O padrão GLI também usa o NTU como unidade.

2.2.4.3 ISO 7027

O padrão da International Standard Organization (ISO) usa o método nefelométrico *side-scattering* com um diodo laser infravermelho como fonte de luz. Esse padrão também permite o uso de fontes policromáticas, desde que seja colocado um filtro óptico passa-faixa na saída da fonte. Para diferenciar do padrão EPA 180.1 a ISO 7027 usa a unidade FNU (*Formazin Nephelometric Unit*) ou FAU.

2.3 MICROPROCESSADORES

Microprocessadores são circuitos integrados que operam a partir de uma sequência de instruções, permanecendo continuamente em um ciclo de busca e execução de novas instruções, que podem realizar operações lógicas, aritméticas e de movimentação de dados. Um algoritmo, um conjunto de instruções, é gravado em uma memória não volátil a qual será consultada pelo μP .

A principal parte de um microprocessador é sua CPU (*Central Processing Unit*) responsável por requisitar, executar e interpretar as instruções. A CPU é formada, essencialmente, por um registrador de instruções, um interpretador de instruções, uma ULA (Unidade Lógica Aritmética) e um banco de registradores, formado por registradores de propósito geral e registradores especiais (como o "*Program Counter*", "*Stack Counter*" e "*Status Register*").

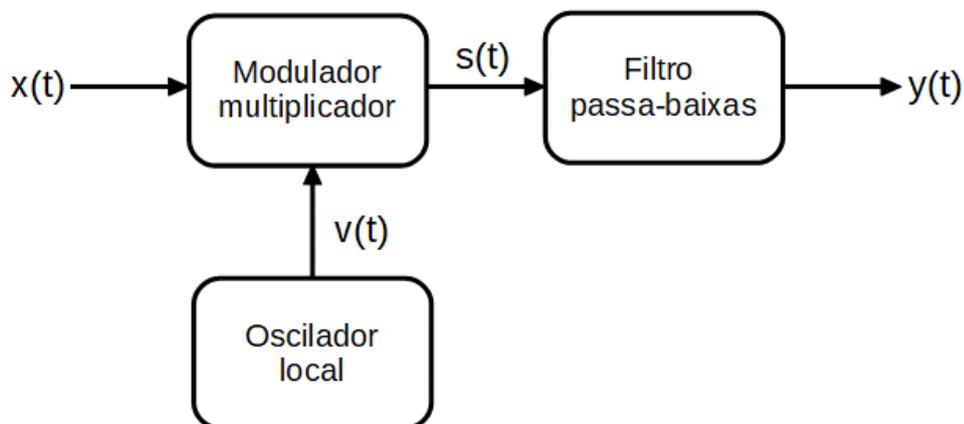
2.3.1 Microcontroladores

Microcontroladores são circuitos integrados formados pela CPU em conjunto com uma série de periféricos no mesmo chip. Dentre eles estão os componentes essenciais para um sistema com microprocessador, como memória volátil, não volátil e osciladores, e outros realizam funções mais específicas como ADCs, DACs, comunicação, interface, contadores e etc.

2.4 DETECTOR COERENTE

O detector coerente é um demodulador para sinais AM, mais especificamente para sinais em modulação linear do tipo DSB-SC (Modulação de banda lateral dupla e portadora suprimida). Para recuperar o sinal de banda base é realizada a multiplicação do sinal modulado por um sinal senoidal gerado localmente, que possua a mesma frequência da portadora, seguido por um filtro passa-baixa (FIGURA 7).

FIGURA 7 – REPRESENTAÇÃO EM DIAGRAMA DE BLOCOS DO DETECTOR COERENTE



FONTE: O autor (2019).

Considerando o diagrama da Figura 7 com os sinais $x(t)$ e $v(t)$ na forma:

$$x(t) = A \cdot m(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) \quad (1)$$

$$v(t) = B \cdot m(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t + \theta) \quad (2)$$

onde:

$m(t)$ = sinal em banda base;

f_p = frequência da portadora;

θ = diferença de fase entre senoide gerada localmente e a portadora;

t = tempo

A = amplitude da portadora;

B = amplitude da senoide gerada localmente.

O sinal $s(t)$, que corresponde a multiplicação de $x(t)$ e $v(t)$ possui a forma:

$$s(t) = \frac{1}{2} \cdot A \cdot B \cdot \cos(\theta) \cdot m(t) + \frac{1}{2} \cdot A \cdot B \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t + \theta) \quad (3)$$

Como pode-se observar na equação (3) o resultado da multiplicação é um sinal DSB-SC com frequência da portadora de $2 \cdot f$ somado com um termo proporcional ao sinal de banda base $m(t)$. Se a frequência de corte do filtro for maior que a banda do sinal $m(t)$ o sinal resultante do detector coerente será:

$$y(t) = \frac{1}{2} \cdot A \cdot B \cdot \cos(\theta) \cdot m(t) \quad (4)$$

Para que o detector coerente funcione é necessário que a frequência do sinal senoidal gerado localmente seja igual à frequência da portadora do sinal de entrada. Uma maneira para se certificar disso é usar a “recuperação da portadora”, transmitindo o sinal da portadora junto com o sinal modulado e realizando a multiplicação desses dois sinais no detector, em vez de usar a senoide gerada pelo oscilador local.

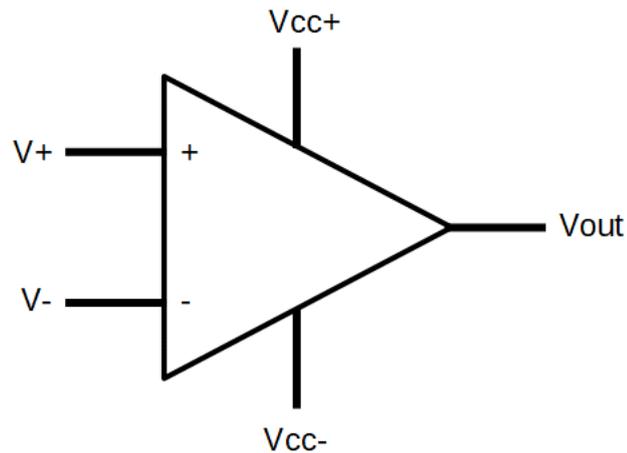
Pode-se observar também na equação (4) que o termo $\cos(\theta)$ interfere na saída do demodulador. Se a diferença de fase θ for igual a 90° ou se ela variar com o tempo, outros demoduladores, como o detector costas, devem ser usados.

2.5 AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Amplificadores operacionais são componentes de 3 terminais (FIGURA 8) formados por centenas de transistores em um único chip, que em conjunto formam vários circuitos amplificadores. As características dos amplificadores operacionais os

tornam extremamente versáteis e isso possibilita que eles sejam usados na confecção de vários circuitos diferentes. O amplificador operacional possui duas entradas, a inversora e a não inversora, somente uma saída e possui mais dois terminais de alimentação.

FIGURA 9 – AMPLIFICADO OPERACIONAL



FONTE – O autor (2019).

O amplificador operacional opera aplicando um ganho ao sinal diferencial das 2 entradas, ou seja, a diferença entre a entrada inversora e a entrada não inversora:

$$V_{out} = A \cdot (V_{n.i} - V_i) \quad (5)$$

onde:

A = ganho diferencial em malha aberta do Amp Op;

$V_{n.i}$ = Tensão de entrada no terminal não inversor;

V_n = Tensão de entrada no terminal inversor;

As características ideais de um amplificador operacional são:

- a) Impedância de saída nula;
- b) Impedância de entrada infinita (dreno de corrente nulo nas entradas);
- c) Ganho em modo comum nulo;
- d) Ganho diferencial infinito (A);
- e) Largura da resposta em frequência infinita;

Ao realizar a realimentação negativa (realimentação da saída na entrada não inversora) é possível conceber diferentes tipos de circuitos que além da amplificação

podem realizam operações como soma, subtração ou converter a corrente de um transdutor em um sinal de tensão. De modo geral, o Amp Op é um ótimo componente usado na confecção de sistemas analógicos lineares para o processamento de sinais elétricos, como filtros, integradores, diferenciadores e etc.

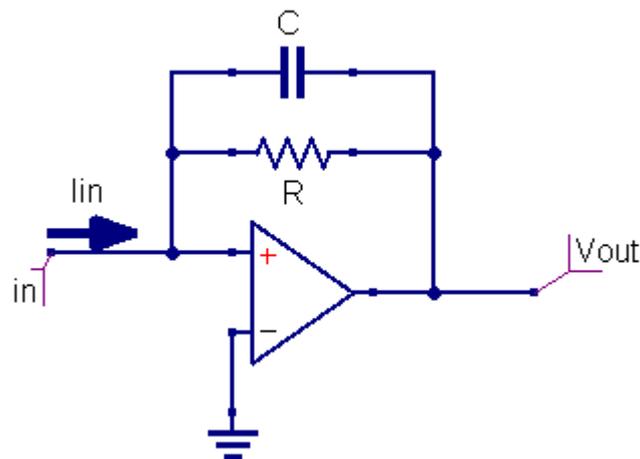
Mesmo com tudo isso, é necessário ter em mente que as características não ideais do Amp Op criam efeitos indesejados no componente, que podem interferir no circuito se não receberem a devida atenção, como a tensão de offset e corrente de offset das entradas.

2.5.1 Amplificador de transimpedância

O amplificador de transimpedância é um circuito com um amplificador operacional usado como um sensor de corrente, ou seja, gerando uma tensão de saída igual a corrente de entrada multiplicada pelo ganho do circuito amplificador.

O circuito do amplificador (FIGURA 9) é essencialmente um amplificador operacional com um resistor de feedback na realimentação negativa do CI, a entrada não inversora do Amp Op deve estar aterrada e a entrada inversora servirá de entrada para o sinal de corrente que será medido.

FIGURA 9 – ESQUEMÁTICO DE UM AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUÇÃO



FONTE: O autor (2019).

Idealmente a tensão na saída do amplificador de transcondutância será:

$$V_{out} = R \cdot I_{inp} \quad (6)$$

onde:

R = valor do resistor de realimentação negativa;

I_{inp} = corrente na entrada não inversora do Amp Op;

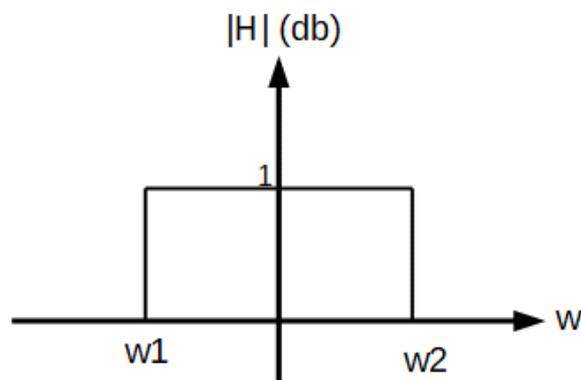
O capacitor 'C' em paralelo com o resistor no circuito da FIGURA 9 é usado para compensar os efeitos da capacitância na entrada do amplificador e das capacitâncias parasitas do Amp Op, os quais reduzem a largura de banda do amplificador e podem causar a instabilidade do circuito. Outro fenômeno significativo para o circuito é a corrente de offset da entrada do Amp Op, que adicionará uma tensão DC na saída. Deste modo, deve-se ter cautela na escolha do ganho do amplificador de transimpedância, pois se ele for muito alto a corrente de offset pode ocasionar a saturação do amplificador operacional.

2.6 FILTROS

Filtros são sistemas projetados para alterar a amplitude relativa do espectro de frequência do sinal, permitindo eliminar completamente certas bandas. O comportamento desejado do filtro pode ser alcançado a partir escolha apropriado da sua resposta em frequência, pois para sistemas lineares e invariantes no tempo, o espectro da saída é igual ao produto do espectro do sinal de entrada pela resposta em frequência do sistema.

O comportamento ideal de um filtro seletivo de frequência está representado pela FIGURA 10, o qual permite a passagem das componentes espectrais na faixa entre w_1 e w_2 , rejeitando quaisquer outras componentes fora dessa faixa.

FIGURA 10 – FILTRO IDEAL

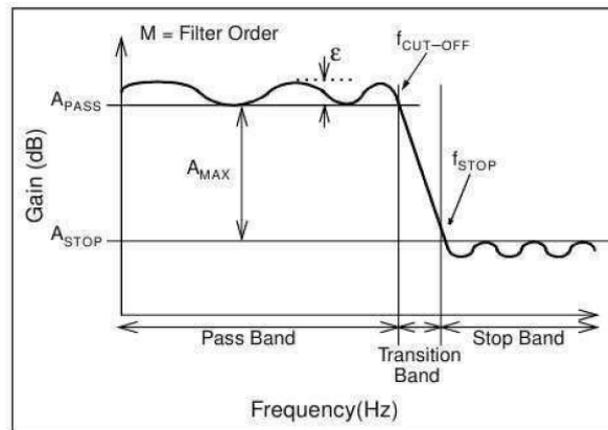


FONTE: O autor (2019).

Existem 5 tipos de filtros seletivos de frequência: filtro passa-baixa, filtro passa-alta, filtro passa-faixa, filtro rejeita-faixa e filtro passa-tudo.

Além de nem sempre ser desejado, o comportamento ideal do filtro não pode ser alcançado. O projeto de um filtro deve seguir as especificações e tolerâncias aceitáveis. A FIGURA 10 retrata um filtro passa-baixa não ideal com as suas características não-ideais, são elas: *ripple* na faixa de passagem; faixa de transição; *ripple* na faixa de rejeição e atenuação na faixa de rejeição.

FIGURA 11 – FILTRO PASSA BAIXAS E SUAS CARACERÍSTICAS NÃO IDEAIS



FONTE: Martins (2013)

Existem procedimentos para a concepção de filtros pela aproximação de designs com comportamento conhecido, permitindo projetar o filtro a partir das características desejadas. Cada um desses tipos de filtros tem características e comportamentos diferentes nas faixas de transmissão e de rejeição. Os principais tipos de filtros são o Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inverso e Elíptico.

2.6.1 Filtros digitais

Para sistemas de tempo discreto os filtros podem ser separados em 2 tipos, os filtros FIR (Finite Impulse Response) e IIR (Infinite Impulse Response).

Os filtros FIR correspondem a sistemas representadas por funções não recursivas, e podem ser representadas na forma de equações a diferenças como:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{L} b_k \cdot x(n-k) \quad (7)$$

Os filtros IIR por outro lado são sistemas representados por funções recursivas e a equação a diferentes que os representa tem a forma:

$$y(n) = \sum_{k=0}^M (b_k \cdot x(n-k)) + \sum_{k=0}^N (a_k \cdot y(n-k)) \quad (8)$$

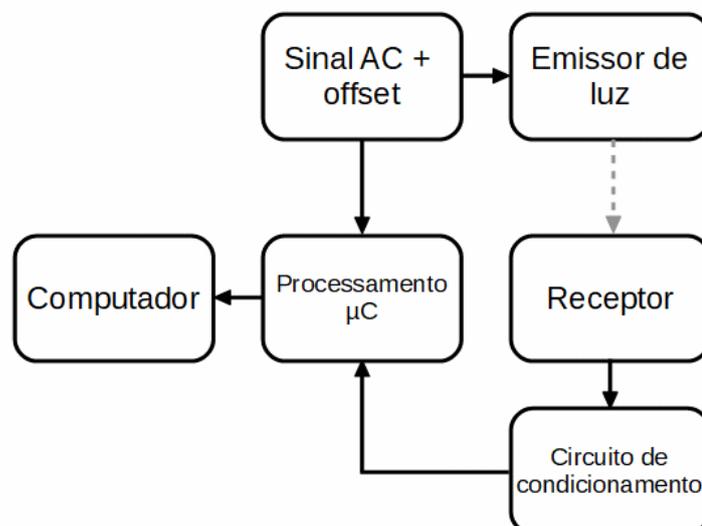
3 DESENVOLVIMENTO

O turbidímetro projetado possui como principal característica a realização da medição em AC, ou seja, usar um sinal senoidal na fonte de luz para modular o feixe que incidirá sobre a amostra. Esse método é usado para atenuar os ruídos e reduzir a influência de outras fontes de luz que podem interferir no receptor e causar erros.

Técnicas semelhantes a essa podem ser encontradas na literatura, porém o sinal usado é uma onda quadrada. Durante o período de pesquisa desse trabalho não foi encontrado nenhum projeto de turbidímetro que use sinais senoidais para modular a luz transmitida pela amostra.

A FIGURA 12 corresponde ao diagrama de blocos do projeto, em que o sinal senoidal será usado para modular a luz transmitida pela amostra. Junto do receptor deve haver um circuito de condicionamento, que adequará o sinal para a entrada do ADC do microcontrolador. O microcontrolador será usado para realizar o processamento do sinal e para apresentar ao usuário os resultados. Pode-se observar na FIGURA 12 também que o sinal senoidal usado na fonte de luz também será lido pelo microcontrolador. Os sinais processados pelo microcontrolador serão transmitidos para um computador via comunicação serial para que possam ser analisados.

FIGURA 12 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO TURBIDÍMETRO PROJETADO



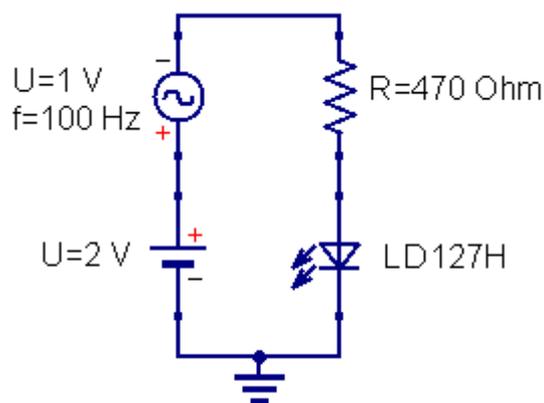
FONTE: O autor (2019).

3.1 HARDWARE

3.1.1 Fonte de luz

Para gerar a fonte de luz foi usado o diodo emissor de luz infravermelho LD271H em série com um resistor de 470Ω (FIGURA 13). A entrada desse circuito é conectada em um gerador de funções, o qual gera um sinal senoidal de 100 Hz de frequência e 1 V de amplitude. Também foi inserido um offset de 2 Volts ao sinal fazendo com que o LED esteja sempre em condução. Isso foi feito com uma fonte de bancada conectada em série com o gerador de funções.

FIGURA 13 – CIRCUITO DA FONTE DE LUZ

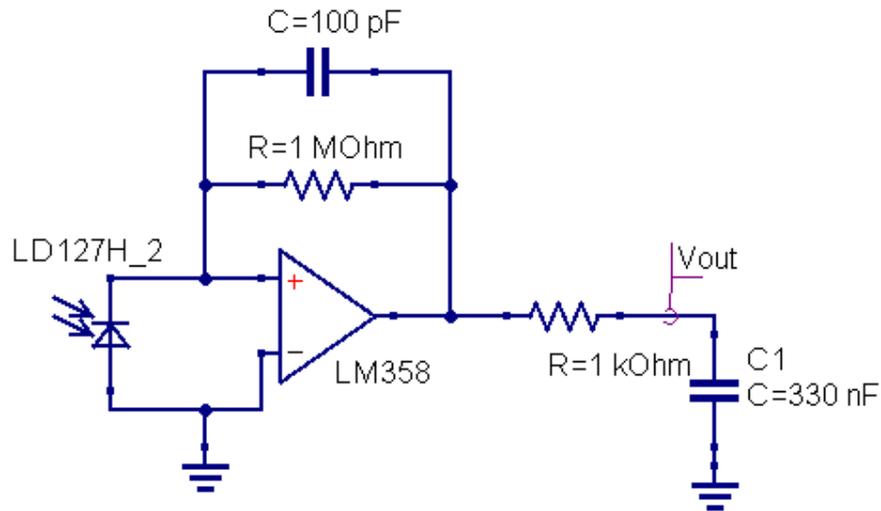


FONTE: O autor (2019).

3.1.1.1 Receptor e circuito de condicionamento

O esquemático do circuito de recepção completo está retratado na FIGURA 14. O receptor escolhido foi o mesmo LED infravermelho usado na transmissão, o LD271H, o qual gera um sinal de corrente a partir da luz que incide sobre ele. Para adquirir um sinal de tensão a partir desse receptor foi projetado um amplificador de transcondutância com um ganho de $1M \text{ V/A}$. O amplificador operacional escolhido foi o LM358P, um amplificador de uso geral que foi selecionado pela sua baixa tensão de offset, baixa corrente de offset e pela possibilidade de alimentação simples. Para adquirir o ganho de $1M$ o resistor de realimentação é de $1 \text{ M}\Omega$. O capacitor de realimentação escolhido é de 100 pF .

FIGURA 14 – CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO



FONTE: O autor (2019).

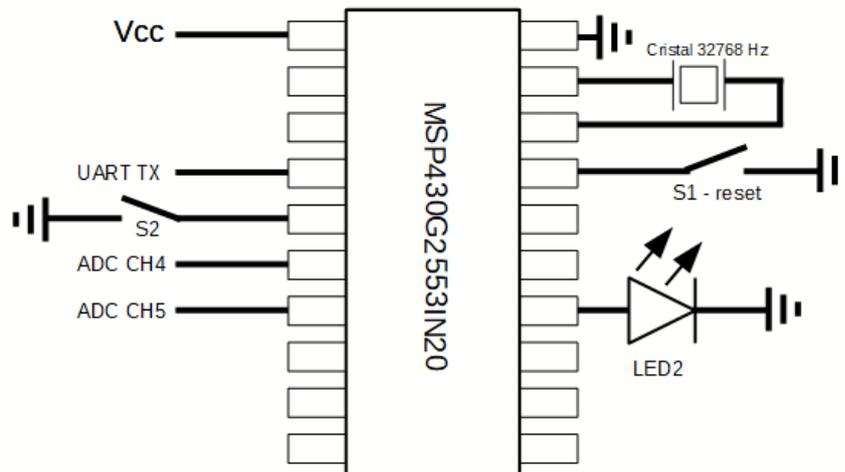
Sabendo que esse sinal será enviado para um conversor analógico digital, com frequência de amostragem de 1 kHz, foi necessário inserir um filtro *anti-aliasing*. Esse filtro foi montado com um simples circuito RC com um resistor de 1 kΩ e um capacitor de 330 nF, resultando em uma frequência de corte de 482,3 Hz.

3.1.2 Microcontrolador

O microcontrolador usado para o processamento do sinal foi o MSP430G2553 e para adicionar algumas funcionalidades ao circuito o microcontrolador foi usado no LaunchPad MSP-EXP430G2. O uso do LaunchPad foi incentivado pela possibilidade da comunicação direta entre o computador e o MSP430, pois o MSP-EXP430G2 pode servir como interface entre a UART do microcontrolador e a porta USB do computador, permitindo, deste modo, o envio de dados para o mesmo.

A FIGURA 15 representa o circuito do conjunto microcontrolador-launchpad e também os pinos usados do MSP430G2553. A FIGURA 16 corresponde a uma foto do LaunchPad do projeto, indicando os componentes que da placa que foram usados, são eles: a interface USB, o LED conectado no pino P1.6 (LED2), o push-button (S2) do pino P1.3 e o push-button de reset (S1). O cristal oscilador de 32768 Hz (MS3V-T1R) foi soldado no LaunchPad.

FIGURA 15 – CIRCUITO FORMADO PELO MICROCONTROLADOR E O LAUNCHPAD.



Fonte: O autor (2019).

FIGURA 16 – FOTO DO LAUNCHPAD COM OS COMPONENTES INDICADOS



Fonte: O autor (2019).

3.2 PROCESSAMENTO DE SINAL

3.2.1 Descrição funcional

O microcontrolador inicia a operação (após configurar todos os periféricos) no modo de baixo consumo chamado de LPM4 (*Low Power Mode 4*), o modo de menor consumo do MSP430. Nesse momento a CPU e todos os sinais de clock estão desabilitados e nenhuma função é realizada pelo microcontrolador.

Apertar o push-button do LaunchPad sai do modo LPM4 e o microcontrolador começa as operações, se o botão for apertado novamente ele reseta todas as medições e retorna para o modo LPM4 depois de finalizar todas as operações pendentes. O LED2 do LaunchPad indica em qual modo o microcontrolador está, se ele estiver piscando a cada 2 segundos o μC está no modo de operação normal, se estiver sempre aceso o μC está no modo de baixo consumo.

Quando o microcontrolador está operando o ADC realiza a leitura e conversão das entradas dos pinos P1.4 e P1.5 com uma frequência de amostragem de 1024 Hz. Após cada conversão todo o processamento do sinal dos sinais convertidos é realizado.

O processamento dos dados corresponde a um detector coerente com recuperação da portadora. Os sinais convertidos pelo ADC nos pinos P1.4 e P1.5 serão o sinal do receptor e a senóide usada na fonte de luz, respectivamente, sendo realizado o produto dos 2 valores. O dado resultante passará por um filtro digital passa-baixa do tipo IIR, que realizará os cálculos a partir das entradas e saída anteriores, que estão armazenadas em variáveis do algoritmo.

A USCI do MSP é configurada no modo UART, com um baudrate de 9600 bps. Infelizmente esse baudrate é insuficiente para transmitir todos os dados processados pelo microcontrolador, porém mesmo que a UART do MSP430G2553 aceite taxas de transmissão muito maiores o LaunchPad limita a comunicação serial com o computador para somente 9600 bps.

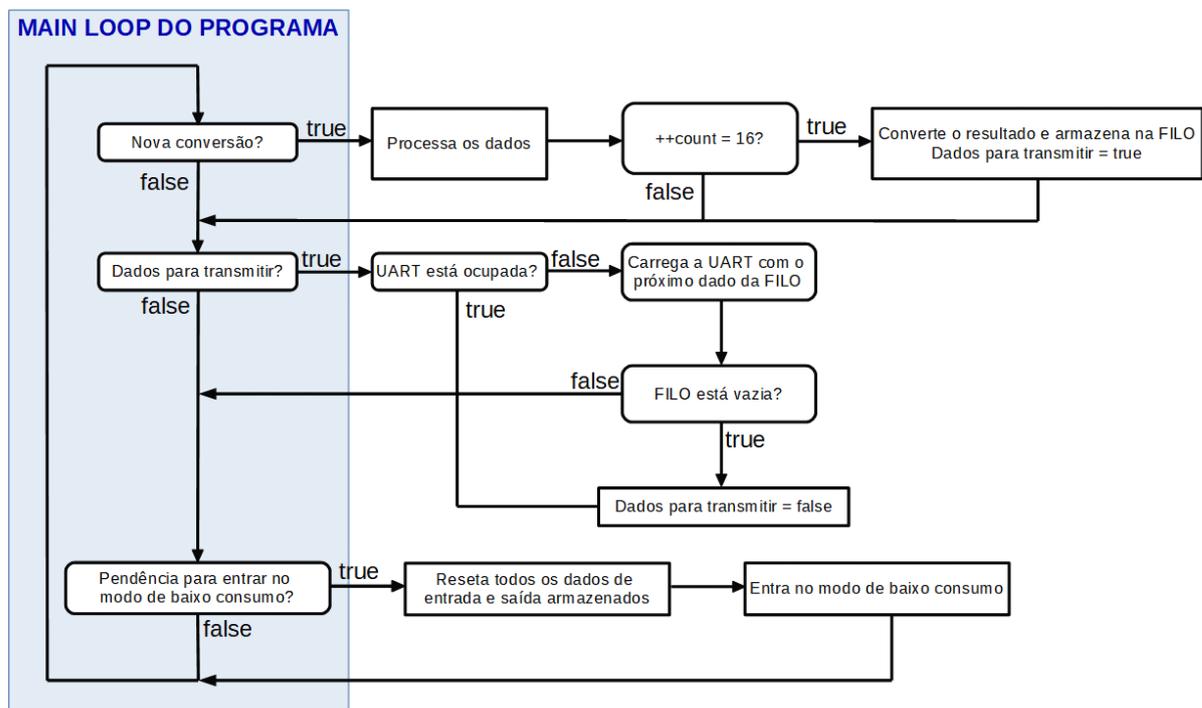
As medições do ADC e os resultados necessários para o processamento das próximas medidas são armazenados na memória volátil, sendo armazenada somente a quantidade necessária e as mais velhas são substituídas pelas mais novas. A UART envia continuamente o resultado calculado para o computador no formato "X,XXX;". Devido a limitação de velocidade da UART um novo dado só pode ser enviado após o cálculo de 10 resultados.

3.2.2 Firmware

O diagrama de blocos da FIGURA 17 corresponde a um fluxograma simplificado das instruções realizadas no main loop do programa no modo de

operação normal. O programa essencialmente permanece no loop de programa, verificando se existem pendências para realizar algumas operações, e realiza as devidas operações quando entra em uma interrupção.

FIGURA 17 – FLUXOGRAMA DO MAIN LOOP DO ALGORITMO



FONTE: O autor (2019).

O piscar do LED e o debounce do botão são tratados na interrupção de estouro do contador A0, a pendência “nova conversão?” da FIGURA 17 é setada na interrupção do ADC e a “pendência para entrar no modo de baixo consumo?” é setado na interrupção do pino P1.3.

3.2.2.1 Timer

O timer A0 é configurado para usar o sinal ACLK como clock, que por sua vez usa o cristal externo soldado no LaunchPad para gerar um clock de 32768 kHz. O timer é configura com contagem progressiva até 32 e a interrupção de estouro do timer é habilitado resultado em uma interrupção a cada 0,976 ms. Na interrupção de estouro do timer é feita o incremento de uma variável de contagem até 1024 (1 segundo) para inverter o estado do pino P1.6 e, logo, piscar o LED. A interrupção

também realiza o incremento de outra variável para a contagem até 200 (204,8 ms) do debounce, quando a *flag* “*debounce*” estiver setada, habilitando a interrupção do pino P1.3 quando terminar.

O canal 1 do timer A0 é habilitado para funcionar na função de comparação. O sinal de comparação desce para nível lógico baixo quando o timer estourar e sobe para nível alto quando o timer contar até 16, resultando em um sinal de 1024 Hz com taxa de trabalho 50%. Esse sinal é usado como disparo do ADC.

3.2.2.2 Medição

O ADC de 10 bits do MSP é configurado no modo de alta velocidade e usa o próprio oscilador interno de 5 MHz, operando próximo da frequência máxima admissível para o ADC. A referência usada é igual ao V_{cc} do microcontrolador. Foram habilitados 2 canais do adc, o canal 4 e o canal 5, e o modo de medição é feita em sequência e sem repetição, ou seja, o ADC inicia a conversão do canal 4 logo após terminar de converter o canal 5, aguardando o próximo disparo para fazer a medição desses 2 canais novamente.

Como o buffer do ADC consiste em somente 1 registrador de 16 bits (ADC10MEM) foi necessário habilitar o controlador DTC (Data Transfer Controller) que após cada conversão envia o dado recém-convertido para um endereço de memória selecionado. Deste modo, entre cada disparo do ADC o DTC transfere as 2 conversões para endereços de memória conhecidos e que podem ser acessados por variáveis usando a diretiva de compilação “`__location`” que permite informar ao compilador o endereço de memória que será usado para armazenar aquela variável.

O disparo do ADC é feito pelo pulso de subida do sinal de comparação do canal 1 do Timer A0, o que resulta na frequência de amostragem de 1024 Hz. O sinal convertido pelo canal 4 será o sinal de tensão resultante do circuito de condicionamento e o sinal do canal 5 será o sinal usado na fonte de luz.

A interrupção do ADC também foi habilitada, sendo que devido à utilização do DTC ela só é chamada quando este terminar de transferir as 2 conversões.

Na rotina de interrupção do ADC é realizada a subtração do sinal convertido pelo canal 5 pelo valor equivalente do ADC ao offset do sinal do emissor de luz. Depois disso é feita a multiplicação do valor convertido do canal 4 pelo valor do canal 5 após a subtração. O resultado é armazenado em um vetor para ser usado

posteriormente e a *flag* “*process*” é setada, para indicar a pendência de um sinal para processar.

3.2.2.3 Processamento

No main loop do programa, se a *flag* “*process*” está setada o programa entra na rotina de processamento de sinal, nessa rotina os dados passam por um filtro IIR de 3ª ordem. O processamento desses dados é feito com números inteiros de 32 bits, pois operações com variáveis do tipo ‘float’ tornam o projeto inviável e o processamento deve ser finalizado antes da próxima conversão do ADC. Para que seja possível usar os coeficientes do filtro, os mesmos são todos multiplicados por 1000 e após todas as operações o resultado é dividido por 1000.

O programa possui 2 variáveis do tipo estrutura (structure) correspondem a um vetor e um índice, a quantidade de dados desse vetor é igual à ordem do filtro IIR mais um, uma variável é usada para armazenar os dados do ADC, chamados de dados de entrada, e a outra é usada para armazenar os resultados dos cálculos anteriores dessa rotina, chamados de dados de saída. Toda vez que há um novo dado, o índice da variável é incrementado e esse novo dado substitui o mais antigo.

Na rotina de processamento o algoritmo percorre cada um dos elementos dessas estruturas com os dados da entrada, somando a variável com o resultado da operação cada um desses elementos multiplicados pelos seus devidos coeficientes do filtro, armazenados no vetor constante “*bIIRCoef*”. O coeficiente de cada elemento é selecionado com base no índice do dado de entrada atual. A mesma operação é feita com os dados de saída com a contante “*aIIRCoef*”, mas um elemento a menos é percorrido (FIGURA 18).

FIGURA 18 – ALGORITMO DO FILTRO IIR.

```

outCalc = 0;
// Passa por cada uma das medições da entrada armazenadas e multiplica pelo seu respectivo coeficiente
currentCoef = 0;
for(int8_t j = inputIndex; j >= 0; j--){
    outCalc += x[j]*bIIRCoef[currentCoef];
    currentCoef++;
}
for(int j = (ORDEM_PROC-1); j > inputIndex; j--){
    outCalc += x[j]*bIIRCoef[currentCoef];
    currentCoef++;
}

// Passa por cada uma das saídas armazenadas e multiplica pelo seu respectivo coeficiente
currentCoef = 0;
for(int8_t j = outputIndex; j >= 0; j--){
    outCalc += y[j]*aIIRCoef[currentCoef];
    currentCoef++;
}
for(int j = (ORDEM_PROC-1); j > (outputIndex+1); j--){
    outCalc += y[j]*aIIRCoef[currentCoef];
    currentCoef++;
}

```

FONTE: O autor (2019).

Depois disso o resultado é dividido por 1000 e armazenado na estrutura com os dados de saída (como dito anteriormente, os coeficientes são multiplicados por 1000). A variável `outSig` tem o seu valor incrementado com os resultados de 16 dessas operações, para depois disso realizar a média dela e preparar para enviar o resultado pela serial.

3.2.2.4 Comunicação (UART)

Cada vez que a rotina de processamento é concluído a contagem para a comunicação é incrementada ao mesmo tempo em que é realizada a média dos valores. Quando a contagem chegar a 16 o valor resultante da média é convertido para um string de caracteres ASCII (FIGURA 19). Essa string é então armazenada em uma estrutura para armazenamento de dados que se comporta como um FILO. Depois disso a *flag* “uart” é setada, indicando a pendência para a transmissão de dados.

FIGURA 19 – ALGORITMO DE CONVERÇÃO DE UM NÚMERO INTEIRO PARA UM STRING DOS ALGARISMOS EM ASCII.

```

// Continua enviado até que todos os algarismos decimais restantes sejam enviados
while(conValue > 0){
// Pega o número decimal mais a esquerda e transforma para ASCII
UARTBuffer.data[UARTBuffer.index] = (conValue%10)+'0';

// Desloca para a esquerda o número na base 10
conValue = conValue/10;

//Incremena o indice da FILO
UARTBuffer.index++;
}

```

FONTE: O autor (2019).

No main loop do programa é verificado se há dados para transmitir, ou seja, se a *flag* “uart” está setada. Se além disso a UART não estiver no meio de uma transmissão (verificando o bit BUSY no registrador USCA0STAT) o caractere em ASCII é colocado no buffer de transmissão da UART (UCA0TXBUF). Assim que a UART recebe um dado no buffer ele é transmitido pela serial. Quando todos os dados da FILO foram transmitidos a *flag* “uart” é resetada (FIGURA 20).

FIGURA 20 – ROTINA PARA INICIAR O ENVIO DE UM CARACTERE ASCII PELA UART.

```

// Verifica se a USART pode transmitir os dados da FILO e se a UART está livre
if((systemFlags.uart == 1)&&(!(UCA0STAT & UCBUSY))){
// Uma simples escrita no buffer de transmissão provoca o início da transmissão
// Transmite o algarismo indicado pelo index da filo
UCA0TXBUF = UARTBuffer.data[UARTBuffer.index-1];
--UARTBuffer.index;

// Verifica se todos os dados da FILO foram transmitidos
if(UARTBuffer.index == 0){
// Reseta a flag, indicando que não há mais dados para transmissão
systemFlags.uart = 0;
}
}

```

FONTE: O autor (2019).

3.2.2.5 Modo de baixo consumo

O modo de baixo consumo é acionado ou desligado pela interrupção do pulso de descida do pino P1.3 (botão S2) que está configurado como entrada e com o resistor de pull-up ligado. Quando o MSP é ligado ele configura todos os periféricos, mas mantém o ADC desabilitado, e logo depois acende o LED2 e entra no modo LPM4 com a instrução “LPM4”, que, como dito anteriormente, desativa a CPU e todos os sinais de clock.

Durante o modo de baixo consumo, entrar em uma interrupção fará com que o registrador SR (que controla a parada das fontes de clock e da CPU) seja

colocado, o que resulta na saída do modo de baixo consumo. Para que o microcontrolador não retorne ao modo LPM4 depois de sair da interrupção é necessário usar a instrução “LPM4_EXIT”.

Na rotina de interrupção (FIGURA 21) é verificado o estado da *flag* “sleep”, se ela estiver setada quer dizer que o microcontrolador estava no modo LPM4. No final da interrupção, independente da *flag*, a interrupção do pino P1.3 é desabilitada e a *flag* “debounce” é setada. Essa *flag* autoriza a contagem no timer A0 até 200, quando a contagem estourar a interrupção do pino P1.3 volta a ser habilitada e a *flag* “debounce” é resetada.

Para entrar no modo LPM4, na interrupção, a *flag* “sleep” é setada e o ADC é desabilitado. No main loop do programa, quando a *flag* “sleep” estiver setada, é verificado se o período de debounce passou, quando isso ocorrer e se a UART não estiver transmitindo dados o LED2 e o programa entra no modo LPM4.

Para sair do modo LPM4, na interrupção a *flag* “sleep” é resetada e é usada a instrução “LPM4_EXIT”. O ADC somente é habilitado depois dos 204 ms do debounce, pois tanto a UART quanto o ADC sofrem com erros se eles iniciarem operações logo depois que o microcontrolador sair do modo de baixo consumo.

FIGURA 21 – CONTROLE DO MODO DE BAIXO CONSUMO NA ROTINA DE INTERRUPTÃO DO PINO DE ENTRADA P1.3

```
// Verifica se o uC está no modo de baixo consumo ou não
if(systemFlags.sleep == 1){
    // Reinicia a tempo de piscar o LED
    countLED = 0;
    P1OUT &= ~(P6);

    // Sai do modo de baixo consumo
    systemFlags.sleep = 0;
    LPM4_EXIT;

} else {
    // Desabilita o ADC
    ADC10CTL0 &= ~ENC;

    // Confirma a pendência de entra no modo de baixo consumo
    systemFlags.sleep = 1;
}

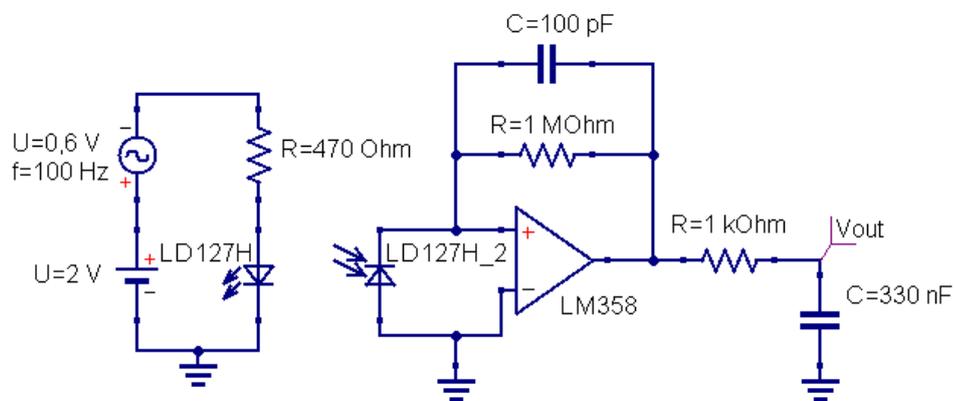
// Prepara o debounce do botão
countDeb = 200;
systemFlags.debounce = 1;
// Desabilita a interrupção do pino P1.3
P1IE &= ~(P3);
```

FONTE: O autor (2019).

4 TESTES E RESULTADOS

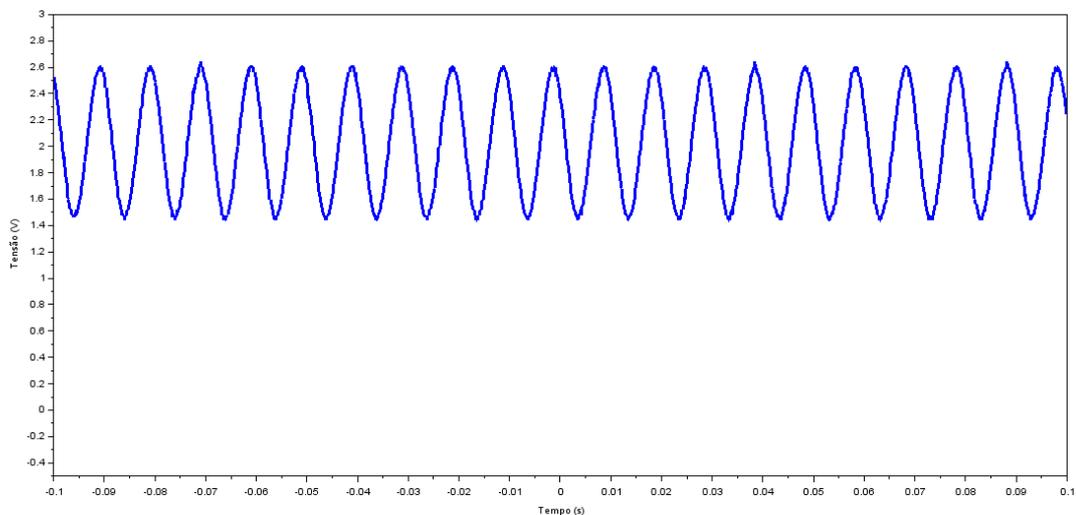
Foram realizados testes com o circuito da fonte de luz e com o receptor em conjunto para observar o sinal de saída do circuito de condicionamento (FIGURA 22). Usando uma fonte de tensão de bancada para adicionar um offset de 2 V e uma fonte senoidal com amplitude de 0,6 V e de 100 Hz foi gerado o sinal representado pela GRÁFICO 1, o qual será usado no LED transmissor.

FIGURA 22 – CIRCUITO DE TESTE DA FONTE E DO RECEPTOR



FONTE: O autor (2019)

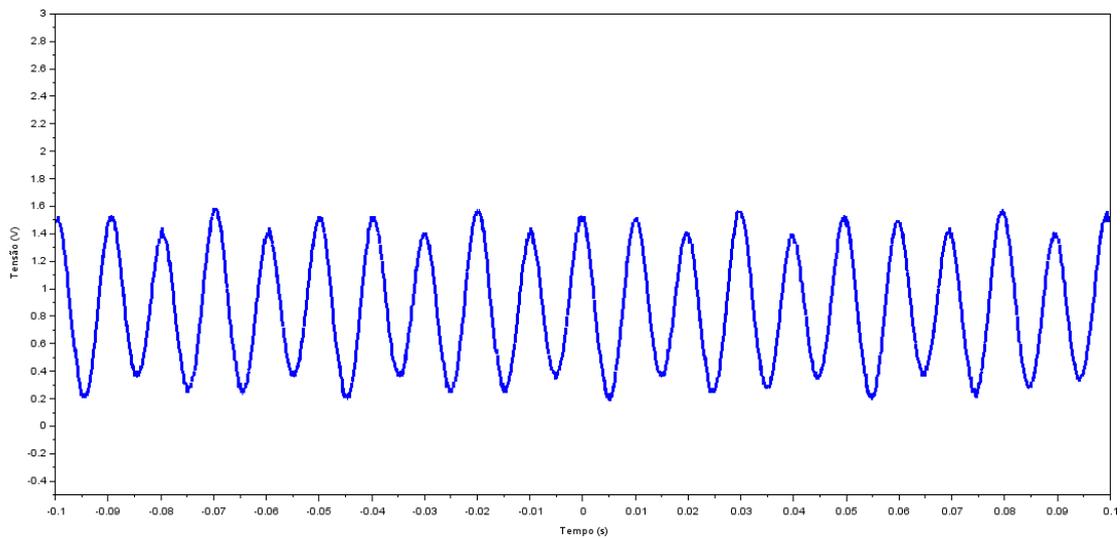
GRÁFICO 1 – SINAL SENOIDAL APLICADO NA FONTE DE LUZ



FONTE: O autor (2019)

A luz foi então transmitida para o circuito do receptor que estava posicionada logo em frente da fonte com uma distância de 4 cm separando os dois. Nessas condições obteve-se o sinal do GRÁFICO 2.

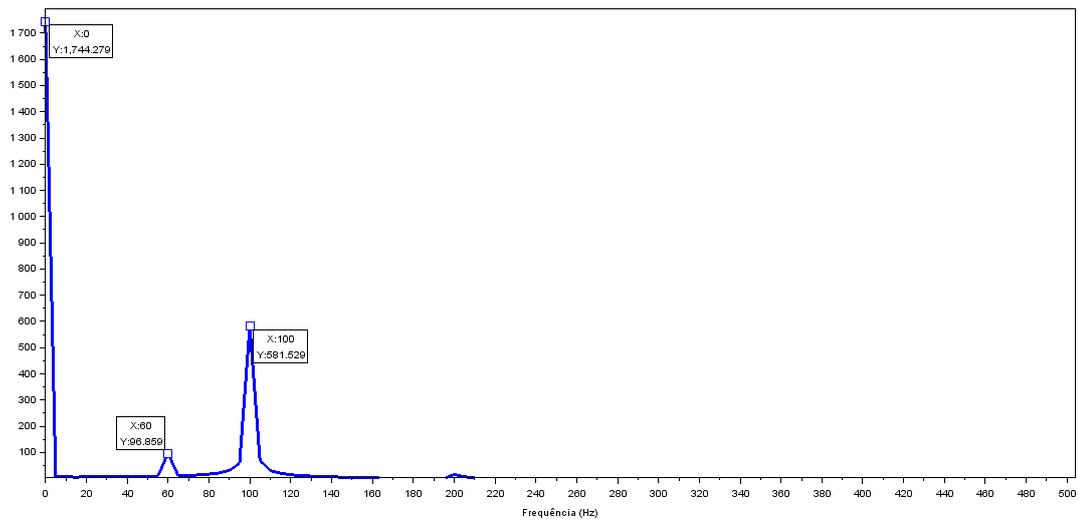
GRÁFICO 2 – SINAL DE SAÍDA DO CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO



FONTE: O autor (2019)

Pode-se observar na GRÁFICO 2 que além da oscilação a 100 Hz há uma pequena componente de baixa frequência que está interferindo no sinal. Essa componente pode ser observada no GRÁFICO 3 que corresponde ao resultado da FFT (Fast Fourier Transform) do sinal, calculado pela função “fft()” do software Scilab 6.0.2. Nela pode-se observar a componente CC do sinal, a componente em 100 Hz e a componentes em 60 Hz indesejada.

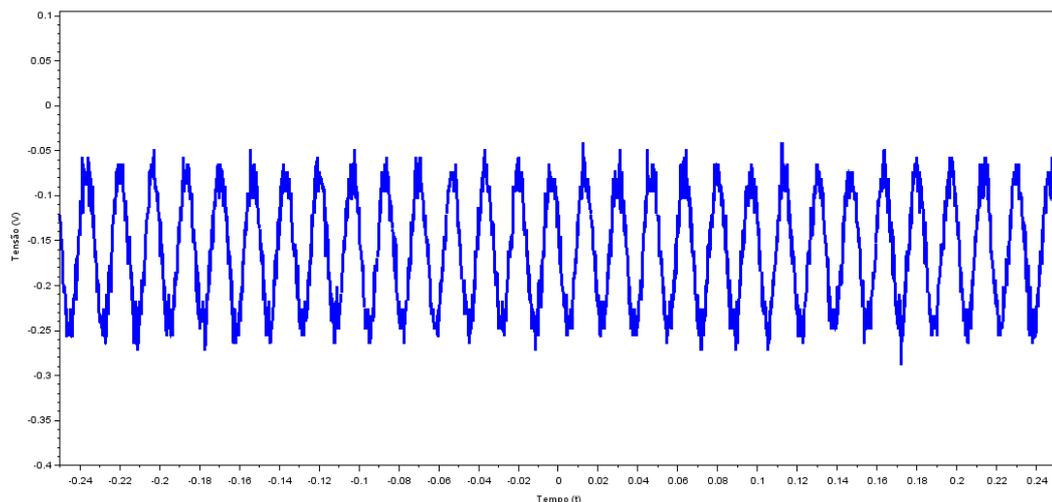
GRÁFICO 3 – FFT DO SINAL DE SAÍDA DO CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO



FONTE: O autor (2019)

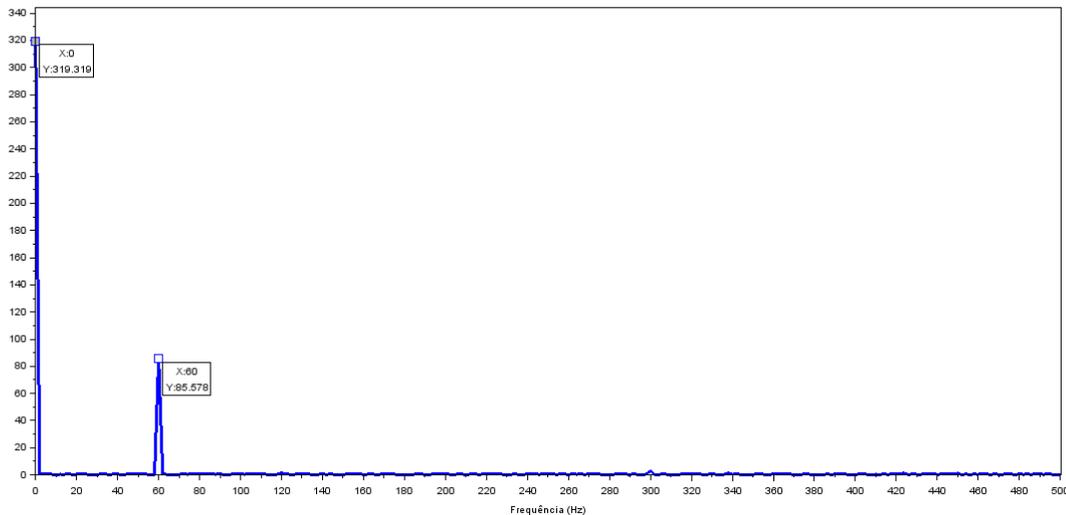
Para verificar o motivo da presença dessa componente em 60 Hz, o circuito de condicionamento foi ligado sem a fonte de luz o LED receptor. E como pode-se observa no GRÁFICO 4 e no GRÁFICO 5, há uma corrente com componente CC e a 60 Hz mesmo sem nenhuma fonte de corrente. Pode-se observar também que o essa componente em 60 Hz no GRAFICO 5 tem uma amplitude muito semelhante a mesma componente no GRAFICO 3.

GRÁFICO 4 – SAÍDA DO CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO SEM FONTE DE CORRENTE



FONTE: O autor (2019)

GRÁFICO 5 – FFT DA SAÍDA DO CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO



FONTE: O autor (2019)

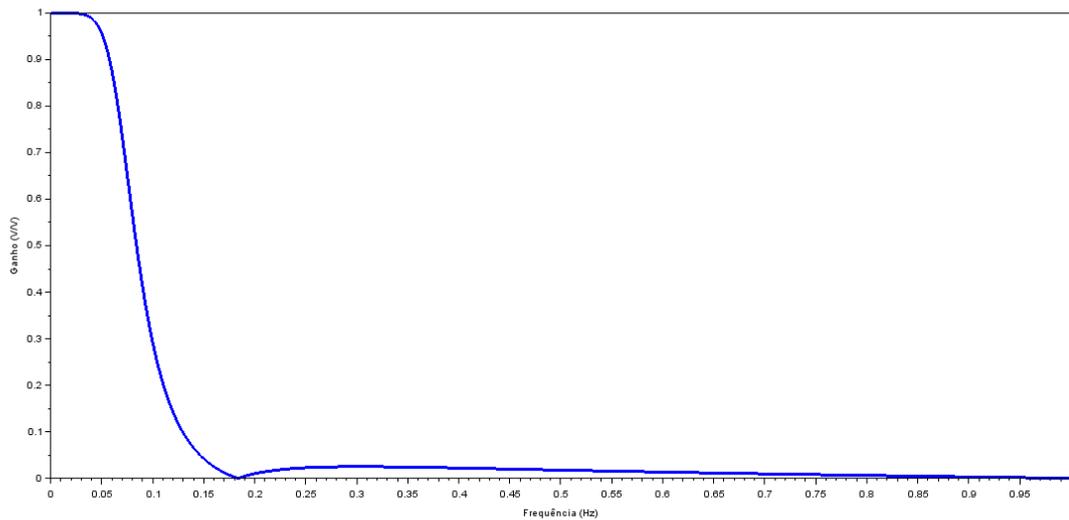
Depois disso foi testado somente o microcontrolador e o LaunchPad para testar o detector coerente. Um sinal senoidal de 100 Hz e amplitude de 1 V mais um offset de 2 V foi aplicado nas duas entradas do ADC, para simular um situação em que ele estaria recebendo o sinal senoidal de referência e a saída do circuito de condicionamento. Antes de enviar pela UART também foi aplicado um ganho que deve fazer com que o sinal seja equivalente a amplitude das senóides.

O filtro projetado para o detector era do tipo Chebyshev inverso de terceira ordem com função de transferência:

$$H(z) = \frac{0,017 - 0,011 \cdot z - 0,011 \cdot z^2 + 0,017 \cdot z^3}{-0,628 + 2,177 \cdot z - 2,538 \cdot z^2 + z^3} \quad (9)$$

A resposta em frequência do filtro está apresentada pelo GRÁFICO 6.

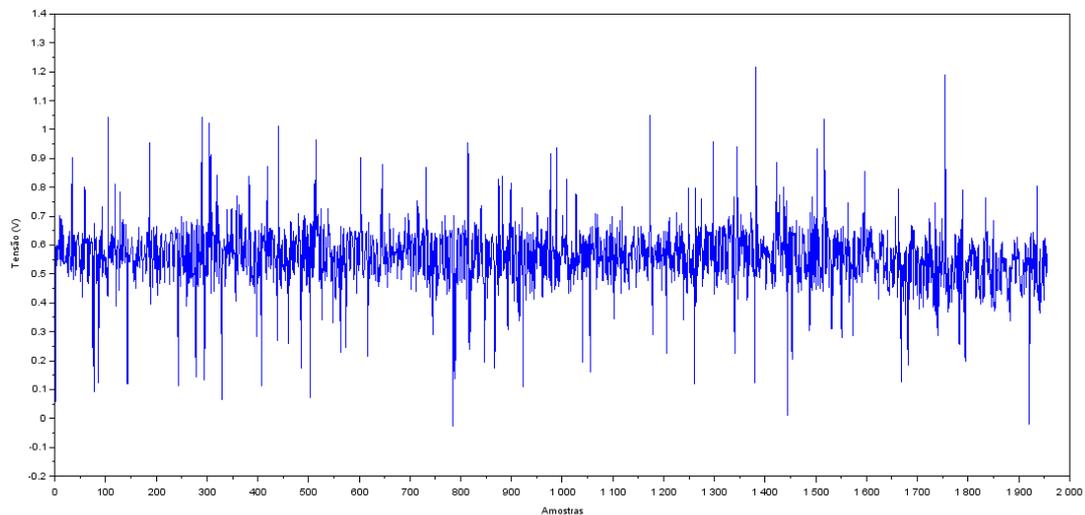
GRÁFICO 6 – Módulo da resposta do filtro Chebyshev inverso



FONTE: O autor (2019)

O GRÁFICO 7 corresponde aos dados recebidos pela serial no computador, os dados foram adquiridos usando o software RcomSerial 1.2 e a partir dele foi gerado um arquivo que foi lido e plotado pelo Scilab. E o GRÁFICO 8 corresponde a FFT do mesmo sinal.

GRÁFICO 7 – Resultados recebidos pelo computador



FONTE: O autor (2019)

Observando a equação 4 o resultado deveria ser e igual a metade do produto da amplitude dos 2 sinais senoidais, a diferença de fase e o sinal de banda base. Como a entrada era somente os sinais senoidais a saída deveria ser constante e igual a 0,5 V.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foi possível realizar um estudo satisfatório sobre as diferentes técnicas para a medição de turbidez e conhecer os parâmetros que devem ser levados em conta no projeto. Infelizmente não foi possível projetar um circuito oscilador para gerar o sinal senoidal, pois o foco do trabalho foi mantido na programação do microcontrolador.

Obteve-se um resultado satisfatório nos testes com o circuito do receptor e de condicionamento de sinal, adquirindo um sinal semelhante ao transmitido. Também foi observado que o ruído de 60 Hz adicionado no circuito pode ter sido causado por indução magnética, pois por mais baixa que sejam as correntes induzidas o ganho de 1M pode torná-las significativas. A componente CC observada é resultado da corrente de offset do Amplificador Operacional, que pelo seu datasheet prevê uma corrente de até 35 nA.

Os testes com o microcontrolador e com o LaunchPad mostraram que é possível realizar a demodulação do sinal e medir a sua amplitude com um detector coerente programado no MSP430, entretanto a sua resposta deixou um pouco a desejar pela baixa ordem do filtro IIR usado no algoritmo.

REFERÊNCIAS

- OLIVEIRA, Willian. **Desenvolvimento de turbidímetro e nefelômetro de baixo custo**. 2015. Dissertação (Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2015. Disponível em: <http://www.eletrica.ufpr.br/p/arquivostccs/397.pdf>. Acesso em: 12 jul. 2019.
- SANTOS, Vagner. **Construção e aplicação de um Turbidímetro / Nefelômetro Microcontrolado Portátil**. 2009. Dissertação (Mestrado em química) - Universidade Federal de São Carlos, São Carlos, 2009. Disponível em: <https://repositorio.ufscar.br/handle/ufscar/6450>. Acesso em: 6 ago. 2019.
- BLAKE, Kumen; BIBLE, Steven. **Amplifying High-Impedance Sensors**: Photodiode Example. Microchip Application Notes, [s. l.], 25 jul. 2006. Disponível em: <https://www.microchip.com/wwwAppNotes/AppNotes.aspx?appnote=en021228>. Acesso em: 9 set. 2019.
- KITCHENER, Ben et al. A review of the principles of turbidity measurement. **Progress in Physical Geography: Earth and Environment**, [s. l.], ano 2017, v. 41, n. 5, p. 620-642, 23 ago. 2017. DOI <https://doi.org/10.1177/0309133317726540>. Disponível em: <https://journals.sagepub.com/doi/abs/10.1177/0309133317726540>. Acesso em: 12 ago. 2019.
- LIU, Hongbo et al. Generalized weighted ratio method for accurate turbidity measurement over a wide range. **Optics Express**, [s. l.], ano 2015, v. 23, n. 25, p. 620-642, 10 dez. 2015. DOI <https://doi.org/10.1364/OE.23.032703>. Disponível em: <https://www.osapublishing.org/oe/abstract.cfm?uri=oe-23-25-32703>. Acesso em: 12 ago. 2019.
- SADAR, Michael et al. Turbidity Science. **LIT7061-Technical Information Series**, [s. l.], n. 11, 1996. Disponível em: <https://www.hach.com/asset-get.download-en.jsa?code=61792>. Acesso em: 12 ago. 2019.
- SAMPEDRO, Óscar et al. Turbidimeter and RGB sensor for remote measurements in an aquatic medium. **Measurements**, [s. l.], v. 68, p. 128-134, May 2015. DOI <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2015.02.049>. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0263224115001074>. Acesso em: 12 ago. 2019.
- WIRANDO, Goib et al. Design and Realisation of a Turbidimeter using TSL250 Photodetector and Arduino Microcontroller. **IEEE International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE)**, [s. l.], ano 2016, 22 set. 2016. DOI 10.1109/SMELEC.2016.7573657. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7573657>. Acesso em: 15 jul. 2019.
- POSTOLACHE, Octavian et al. An IR Turbidity Sensor: Design and Application. Proceedings of the 19th **IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference**, [s. l.], ano 2002, 7 ago. 2002. DOI 10.1109/IMTC.2002.1006899. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1006899>. Acesso em: 15 jul. 2019.
- SMITH, Kenneth; SEDRA, Adel. **Microeletrônica**. 5. ed. SP, Brasil: Pearson Education do Brasil, 2007. ISBN 9788576050223.
- PEREIRA, Fábio. **Microcontroladores Família MSP430**: Teoria e Prática. 1. ed. SP, Brasil: Editora Érica Ltda., 2005. 414 p. ISBN 8536500670.

HAYKIN, Simon S. **Sistemas de comunicação: analógicos e digitais**. 4. ed. Porto Alegre: Bookman, 2004. xi, 837 p., il. Inclui índice. ISBN 8573079363 (enc.).
 OPPENHEIM, Alan; WILLSKY, Alan; YOUNG, Ian. **Signals and systems**. 1. ed. New Jersey, USA: Prentice-Hall, Inc., 1983. ISBN 0138097311.

STRUM, Robert; KIRK, Donald. **First principles of discrete systems and digital signal processing**. 1. ed. Boston, MA, USA: Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1988. ISBN 0-201-09518-1.

CRISP, John. **Introduction to microprocessors and microcontrollers**. 2. ed. Amsterdam: Elsevier, 2004. 278 p., il. Inclui bibliografia e índice. ISBN 0750659890.

BAKER, Bonnie. **How to Design Stable Transimpedance Amplifiers for Automotive and Medical Systems**. [S. l.]: Digi-Key's North American Editors, 2017. Disponível em: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2017/jun/how-to-design-stable-transimpedance-amplifiers-automotive-medical-systems>. Acesso em: 18 set. 2019.

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. **Transimpedance amplifier circuit**. [S. l.], 2018. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/an/sboa268a/sboa268a.pdf>. Acesso em: 18 set. 2019.

DOWN, Randy D; LEHR, Jay H. **Environmental instrumentation and analysis handbook**. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, c2005. x, 1068 p., il. Inclui bibliografia e índice. ISBN 047146354X (enc.).

BLAKE, Kumen; MICROCHIP TECHNOLOGY INC. **Analog Sensor Conditioning Circuits: An Overview**. [S. l.], 21 nov. 2019. Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/Appnotes/00990a.pdf>. Acesso em: 21 ago. 2019.

RAKO, Paul. **Photodiode Amplifiers: Changing Light to Electricity**. 2004. 40 slides. Disponível em: <http://edge.rit.edu/edge/P09051/public/photodiodeamplifiers.pdf>. Acesso em: 23 set. 2019.

PINHEIRO, Gil. **Demoduladore de Amplitude: (AM, DSB, SSB e ASK)**. 2011. 48 slides. Disponível em: <http://www.lee.eng.uerj.br/~gil/circom/Modulacao%20AM%20-%20FM.pdf>. Acesso em: 29 set. 2019.

MANZOLLI, Rogério; PAIVA, Mariele; PORTZ, Luana. Oceanografia química. *In*: CALAZANS, Danilo (ed.). **Estudos oceanográficos: do instrumental ao prático**. 1. ed. [S. l.]: Editora Textos, 2011. cap. 6, p. 101-123. Disponível em: https://www.researchgate.net/publication/253355824_Estudos_Oceanograficos_do_instrumental_ao_pratico. Acesso em: 25 out. 2019.

MARTINS, Gabriel Soares. **Construção de um turbidímetro de baixo custo para controle de qualidade de efluentes industriais**. 2012. 119 p. Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica, Campinas, SP. Disponível em: <http://www.repositorio.unicamp.br/handle/REPOSIP/263484>>. Acesso em: 21 ago. 2018.