



Gabriel Soares Martins

Construção de um turbidímetro de baixo custo para controle de qualidade de efluentes industriais

03/2013

CAMPINAS
2012



**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA**

Gabriel Soares Martins

Construção de um turbidímetro de baixo custo para controle de qualidade de efluentes industriais

Orientador: Luiz Otávio Saraiva Ferreira

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Mecânica da Universidade Estadual de Campinas, para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Mecânica, na Área de Mecânica dos Sólidos e Projeto Mecânico.

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO DEFENDIDA PELO ALUNO GABRIEL SOARES MARTINS, E ORIENTADO PELO PROF. DR LUIZ OTÁVIO SARAIVA FERREIRA.


ASSINATURA DO(A) ORIENTADOR(A)

CAMPINAS
2012

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

M366c Martins, Gabriel Soares, 1983-
Construção de um turbidímetro de baixo custo para controle de qualidade de efluentes industriais \ Gabriel Soares Martins. – Campinas, SP: [s.n.], 2012.

Orientador: Luiz Otávio Saraiva Ferreira.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica.

1. Modulação por código de pulsos. 2. Tratamento de efluentes industriais. I. Ferreira, Luiz Otávio Saraiva, 1956-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Mecânica. III. Construção de um turbidímetro de baixo custo para controle de qualidade de efluentes industriais.

Título em Inglês:	Construction of a low cost turbidimeter for quality control of industrial effluents.
Palavras-chave em Inglês:	Pulse Code Modulation, Industrial wastewater treatment
Área de concentração:	Mecânica dos Sólidos e Projeto Mecânico
Titulação:	Mestre em Engenharia Mecânica
Banca Examinadora:	Niederauer Mastelari, Matthieu Tubino
Data da defesa:	19-12-2012
Programa de Pós Graduação:	Engenharia Mecânica

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA
DEPARTAMENTO DE MECÂNICA COMPUTACIONAL

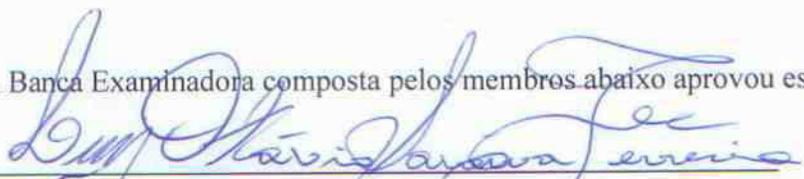
DISSERTAÇÃO DE MESTRADO ACADEMICO

**Construção de um turbidímetro de baixo custo
para controle de qualidade de efluentes
industriais**

Autor: Gabriel Soares Martins

Orientador: Prof. Dr. Luiz Otávio Saraiva Ferreira

A Banca Examinadora composta pelos membros abaixo aprovou esta Dissertação:



Prof. Dr. Luiz Otávio Saraiva Ferreira, Presidente.
Faculdade de Engenharia Mecânica



Prof. Dr. Niederauer Mastelari
Faculdade de Engenharia Mecânica



Prof. Dr. Matthieu Tubino
Instituto de Química

Campinas, 19 de dezembro de 2012.

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais, José Rafael e Regina, às minhas irmãs, Camila e Mariana e à minha namorada Marília.

Agradecimentos

Este trabalho não poderia ser terminado sem a ajuda de diversas pessoas às quais presto minha homenagem:

Aos meus pais, pelo incentivo às decisões tomadas por mim durante toda minha vida.

Ao meu orientador, pela instrução e auxílio durante todo o desenvolvimento desta dissertação.

À minha namorada, pelo apoio e incentivo durante os momentos difíceis.

A todos os professores e colegas do departamento, que ajudaram de forma direta e indireta na conclusão deste trabalho.

Aos meus amigos, que sempre me incentivaram a terminar este trabalho.

Existem dois dias no ano que nada pode ser feito. Um se chama ontem e o outro se chama amanhã, portanto hoje é o dia certo para amar, acreditar, fazer e principalmente viver.

Dalai Lama

Resumo

MARTINS, Gabriel Soares. Construção de um turbidímetro de baixo custo para controle de qualidade de efluentes industriais. 2012. 119p. Dissertação (Mestrado). Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas.

Medir a qualidade da água sempre foi importante para as agências governamentais, organizações científicas e a própria sociedade manterem o nível de contaminação da água em patamares que não afetem a sobrevivência de nenhum ser vivo. Rastrear de forma mais detalhada e precisa os efluentes industriais que retornam aos rios e lagos das cidades, através da instalação de diversos medidores ao longo das linhas de distribuição de água industriais, auxilia na manutenção da qualidade da água destas fontes naturais. Os medidores existentes atualmente, conhecidos por turbidímetros, são caros, o que impede o amplo monitoramento das linhas de água. O objetivo desta dissertação é a construção de um turbidímetro de baixo custo que seja capaz de auxiliar na avaliação dos efluentes industriais. O turbidímetro proposto é baseado no GLI Método 2 (*Great Lake Instruments Method 2*), que emprega duas técnicas de espectroscopia: a nefelometria e a turbidimetria. A contribuição dada por esta dissertação está na aplicação da técnica de modulação por amplitude de pulso com amostragem instantânea, muito utilizada em telecomunicações, com o intuito de mitigar qualquer deslocamento do sinal devido às fontes de luz do ambiente e outras interferências do circuito eletrônico. O equipamento consegue medir uma faixa de turbidez de 16 a 4000 NTU. Abaixo de 16 NTU não há precisão nas medidas devido a intensa presença de ruído no sinal nefelométrico. Apesar de não conseguir medir o nível de turbidez aceitável de água apropriada para consumo (5 NTU), considera-se a faixa de medição suficiente para se medir efluentes industriais e monitorá-los para não que não poluam os rios e reservatórios das cidades.

Palavras-chave: Turbidimetria, Nefelometria, Turbidímetro, Modulação por amplitude de pulso, PAM.

Abstract

MARTINS, Gabriel Soares. Construction of a low cost turbidimeter for quality control of industrial effluents. 2012. 119p. Dissertation (Master's degree). Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas.

Measuring water quality has always been important for government agencies, scientific organizations and society maintain the level of water contamination at levels that do not affect the survival of any living being. Track, with more details and accuracy, the industrial effluents that return to the rivers and the lakes of the cities through the installation of several meters along the water lines of industries, helps maintain water quality of the natural sources. The meters currently existing, known for turbidimeters, are expensive, which prevents the widespread monitoring of water lines. The objective of this dissertation is design a low cost turbidimeter that is able to assist in the assessment of industrial effluents. The turbidimeter proposed is based on the GLI Method 2 (*Great Lake Instruments Method 2*), which employs two spectroscopic techniques: nephelometry and turbidimetry. The contribution of this dissertation is in applying the technique of pulse amplitude modulation with instantaneous sampling, widely used in telecommunications, in order to mitigate any signal offset due to ambient light sources and interference from the electronic circuit. The equipment can measure a range of 16-4000 turbidity NTU. Below 16 NTU there is no accuracy in measurements because the noise interfering in the nephelometric signal. Although the equipment can not measure the acceptable turbidity level of drinking water (5 NTU), it is considered sufficient to measure industrial effluents and track them to not pollute the rivers and reservoirs of cities.

Keywords: Turbidimetry, Nephelometry, Turbidimeter, Pulse Amplitude Modulation, PAM.

Lista de Ilustrações

1.1	Turbidímetro de vela de Jackson	4
1.2	Nefelometria	5
2.1	Representação esquemática do princípio de medição da nefelometria e turbidimetria	8
2.2	Modelos angulares da luz dispersa por vários tamanhos de partículas	9
2.3	Modelo de feixe único	14
2.4	Modelo da razão	15
2.5	Modelo dos quatro feixe modulados	16
2.6	Turbidímetro de bancada, modelo 2100N IS Hach Corporation	19
2.7	Turbidímetro portátil, modelo 2100Q Hach Corporation	20
2.8	Turbidímetro "on-line" <i>Clarity II</i> da <i>Rosemount Analytical</i>	21
2.9	Componentes de um sistema de modulação de onda contínua	22
2.10	Ilustração de um sinais AM e FM produzidos por um único tom	23
2.11	Sinal amostrado e seus espectros Fourier	25
2.12	$\bar{G}(w)$, espectro do sinal $\bar{g}(t)$ com filtro passa-baixas com corte em B Hz.	26
2.13	Interpolação simples usando circuito <i>zero-order hold</i>	27
2.14	Interpolação ideal	29
2.15	Espectro de um sinal amostrado	30
2.16	Efeito do falseamento	31
2.17	Sinal amostrado e seu espectro de Fourier	34
2.18	Sinal PAM com amostragem natural	35
2.19	Geração do sinal tipo PAM com amostragem natural	37
2.20	Espectro da forma de onda PAM com amostragem natural	38
2.21	Sinal PAM com amostragem instantânea	40
2.22	Espectro de um sinal PAM com amostragem topo-plano	43
2.23	Definição dos parâmetros de especificação de um filtro passa-baixas	44
2.24	Respostas de um filtro passa-baixas <i>Butterwoth</i> de diferentes ordens	45
2.25	Filtro passa-baixas	45
2.26	Filtro passa-altas	46
2.27	Filtro passa-banda	47
2.28	Filtro rejeita-banda	47

2.29	Resposta em frequência dos filtros <i>Butterworth</i> (a), <i>Chebyshev</i> (b) e <i>Bessel</i> (c)	48
2.30	Resposta ao degrau dos filtros <i>Butterworth</i> (a), <i>Chebyshev</i> (b) e <i>Bessel</i> (c)	49
2.31	Filtro como um sistema	50
2.32	Localização dos polos para um filtro <i>Butterworth</i> normalizado de terceira ordem	53
2.33	Diagrama de blocos para um único fator quadrático	58
3.1	Diagrama do sistema geral proposto para a medição turbidimétrica.	62
3.2	Circuito de potência para acionamento dos LED's com 50 mA de corrente.	63
3.3	Circuito amplificador com coletor comum.	64
3.4	TWR-MCF51CN-KIT da Freescale Semiconductor	66
3.5	O módulo TWR-SER da Freescale Semiconductor	66
3.6	Diagrama de blocos do módulo TWR-MCF51CN	68
3.7	Diagrama de blocos que representa a multiplexação dos pinos do microcontrolador entre GPIO e canal de saída do módulo TPM1	70
3.8	Fluxograma que representa o controle da aquisição dos sinais emitidos pelos LED's após condicionamento dos mesmos.	74
3.9	Resposta ao degrau do filtro $H(z)$	75
3.10	Resposta ao impulso do filtro $H(z)$	75
3.11	Gráfico de Bode do filtro $H(z)$	76
4.1	Sinal transmitido durante Fase 1 para solução de 1/9.	77
4.2	Sinal dispersado durante Fase 1 para solução de 1/9.	78
4.3	Sinal transmitido durante Fase 2 para solução de 1/9.	79
4.4	Sinal dispersado durante Fase 2 para solução de 1/9.	80
4.5	Resposta do sistema proposto para diferentes concentrações da solução de tinta preta para tecido.	80
4.6	Protótipo do turbidímetro de baixo custo proposto.	81
4.7	Resposta ao degrau unitário do filtro passa-baixas Butterworth cuja FT é a equação 4.1.	82
4.8	Diagrama de Bode do filtro passa-baixas Butterworth cuja FT é a equação 4.1.	82
4.9	Soluções preparadas a partir da diluição da formazina 4000 NTU para calibração do turbidímetro.	83
4.10	Curva de resposta do turbidímetro de baixo custo proposto.	83
4.11	Curva de resposta do turbidímetro de baixo custo proposto com visão aproximada da região de baixa turbidez.	84

4.12	Sinais adquiridos durante a Fase 1 da medição da solução de 0 NTU.	85
4.13	Sinais adquiridos durante a fase 2 da medição da solução de 0 NTU.	86
4.14	Sinais adquiridos durante a Fase 1 da medição da solução de 4000 NTU.	87
4.15	Sinais adquiridos durante a Fase 2 da medição da solução de 4000 NTU.	88

SUMÁRIO

Lista de Ilustrações	xvii
SUMÁRIO	xxiii
1 Introdução	1
1.1 Motivação e objetivo	1
1.2 História da turbidez como um parâmetro de qualidade da água	3
2 Revisão da Literatura	7
2.1 Turbidimetria e nefelometria	7
2.1.1 Definição	7
2.1.2 Efeito da concentração na dispersão da radiação	9
2.1.3 Efeito do tamanho da partícula na dispersão da radiação	10
2.1.4 Efeito do comprimento de onda na dispersão da radiação	11
2.1.5 Instrumento utilizados para medição da turbidez	11
Fonte de luz	12
Volume da amostra	12
Fotodetector	12
2.1.6 Modelos de turbidímetros	13
Modelo do feixe único	13
Modelo da razão	14
Modelo dos quatro feixes modulados	15
2.1.7 Requisitos das normas para construção dos turbidímetros	17
Métodos Padrão 2130B e Método EPA 180.1	17
Método GLI 2	18
2.1.8 Tipo de turbidímetros	18
Turbidímetros de bancada	19
Turbidímetros portáteis	19
Turbidímetros "on-line"	20
2.2 Modulação	21
2.3 Modulação por pulso	22

2.3.1	O processo de amostragem	23
2.3.2	O processo de interpolação: A reconstrução do sinal	26
2.3.3	Considerações práticas sobre a reconstrução do sinal	30
2.3.4	O problema do falseamento e o filtro anti-falseamento	31
2.3.5	Considerações práticas sobre o processo de amostragem	32
2.4	Modulação por Amplitude de Pulso	33
2.4.1	Sinais PAM com amostragem natural	35
2.4.2	Sinais PAM com amostragem instantânea	39
2.5	Filtros	42
2.5.1	Filtros seletivos de frequência	44
	Filtro passa-baixas	45
	Filtro passa-altas	46
	Filtro passa-banda	46
	Filtro rejeita-banda	47
2.5.2	Aproximação de um filtro ideal	48
2.5.3	Implementação dos filtros	49
	Filtros analógicos	49
	Filtros digitais	50
2.5.4	Função normalizada aproximada de <i>Butterworth</i>	51
	Magnitude da resposta de <i>Butterworth</i>	52
	Ordem de <i>Butterworth</i>	52
	Localização dos polos de <i>Butterworth</i>	53
	Função de Transferência de <i>Butterworth</i>	55
2.5.5	Desnormalização da função de transferência de <i>Butterworth</i>	56
	Projeto de um filtro digital IIR	56
	Algoritmo para implementação de filtros IIR	57
3	Materiais e Métodos	61
3.1	Visão geral do sistema	61
3.2	Unidade de Potência	62
3.3	Unidade de Condicionamento do Sinal	63
3.4	Unidade de Controle e Processamento	65
3.4.1	O kit de desenvolvimento TWR-MCF51CN-KIT	65
3.4.2	O módulo TWR-MCF51CN	67
	O microcontrolador MCF51CN128	67

3.4.3	O controle de acionamento dos LED's	69
3.4.4	O controle da aquisição do sinal	70
3.4.5	O processamento do sinal	71
4	Resultados e Discussão	77
5	Conclusões e Perspectivas	89
	REFERÊNCIAS	91
	APÊNDICES	94
A	Rotinas para controle do acionamento dos leds	95
B	Rotinas para controle da aquisição do sinal	103
C	Rotinas para o processamento do sinal	109
C.1	Rotina do MATLAB para calculo do filtro digital	109
C.2	Rotina para o filtro digital	110
C.3	Rotina para a função principal	111

1 Introdução

1.1 Motivação e objetivo

Medir a poluição ambiental, principalmente da água e da atmosfera, se tornou um dos mais importantes campos de estudos da atualidade, visto que estes níveis devem ser mantidos em patamares que não afetem a sobrevivência de nenhum ser vivo (GARCÍA *et al.*, 2007). Agências governamentais, organizações científicas e o público em geral têm se esforçado para manter uma base de dados, confiável e de qualidade, das fontes de água de suas nações (WILDE E GIBS, 1998).

A determinação do nível de contaminação da água é de extrema importância e deve-se levar em conta os seguintes aspectos:

1. características biológicas como a presença de vírus e bactérias;
2. características químicas como minerais em suspensão;
3. características físicas como cor, odor ou turbidez.

A turbidez é a principal característica física da água e é causada por matéria em suspensão ou impurezas que interferem na limpidez da água. Estas impurezas podem incluir barro, lodo, matéria orgânica e inorgânica, compostos orgânicos solúveis, plâncton e outros organismos microscópicos (OFFICE OF WATER, 1999). As principais fontes responsáveis pelo aumento da turbidez da água a ser consumida pelo ser humano incluem:

1. descarte de águas residuais de estações de tratamento, indústrias, residências, fazendas;
2. escoamento de água da chuva para rios ou lagos, especialmente devido a erosão de materiais como barro, lodo, minerais do solo ou matéria orgânica advinda da decomposição de vegetais;
3. algas ou plantas aquáticas e os produtos de suas decomposições em reservatórios de água, rios ou lagos;

4. alta concentração de ferro (principalmente nas águas subterrâneas);
5. bolhas de ar e partículas oriundas do próprio processo de tratamento.

Turbidez é uma expressão da propriedade ótica que causa a dispersão da luz por partículas e moléculas ao invés destes feixes de luz atravessarem uma porção de água. É causada por impurezas suspensas que interferem na "*claridade*" da água, ou seja a turbidez é a medida da "*claridade*" relativa de um líquido. Claridade é um conceito importante na produção de água potável para consumo e em muitos processos de fabricação, visto que existe uma significativa evidência que o controle de turbidez é um método eficiente contra agentes patogênicos (OFFICE OF WATER, 1999). A turbidez da água está relacionada a sérios problemas de saúde pois as impurezas fornecem proteção às bactérias ao reduzir sua exposição à desinfetantes. Além disso, a turbidez pode causar problemas em sistemas mecânicos que utilizam água como fluido hidráulico (GARCÍA *et al.*, 2007).

Muitos métodos e sistemas estão disponíveis para calcular a turbidez em uma amostra de água, mas os mais precisos são a nefelometria e a turbidimetria. Estes métodos usam uma fonte de luz que incide sobre uma amostra e capturam tanto a luz transmitida quanto a luz dispersada. Através da razão destas medidas calcula-se a turbidez em unidades nefelométricas de turbidez (NTUs) (GARCÍA *et al.*, 2007).

Alguns países e laboratórios possuem recursos limitados e necessitam de instrumentos de baixo custo que forneçam informações qualitativas e quantitativas de natureza química. Existe também uma grande necessidade de instrumentos autônomos de baixo custo que auxiliem na monitoração do meio ambiente em escala global. Com o advento da eletrônica moderna, os microcontroladores adquiriram grande capacidade de aquisição e processamento de sinais, e os LEDs passaram a ser utilizados extensivamente em instrumentação analítica como fonte de luz (YEH E TSENG, 2006).

O objetivo deste trabalho é a construção de um instrumento microcontrolado de baixo custo que realize medições de turbidez da água para auxiliar na avaliação da qualidade dos efluentes líquidos emitidos pelas indústrias em geral.

1.2 História da turbidez como um parâmetro de qualidade da água

De acordo com Sadar (1996) as primeiras tentativas de se quantificar turbidez datam de 1900, quando *Whipple and Jackson* desenvolveram um fluido suspenso como padrão usando 1000 partes por milhão (ppm) de diatomito (terra diatomácea) em água destilada. A diluição desta suspensão como referência resultou em uma série de suspensões padrão que foram utilizadas para se criar uma escala de ppm-sílica para calibração de turbidímetros.

Para se aplicar a escala ppm-sílica criada por Jackson, ele construiu o que ficou conhecido como turbidímetro de vela de Jackson (do inglês *Jackson candle turbidimeter*). Esse turbidímetro consiste de uma vela especial e um tubo de vidro com fundo plano que era calibrado por Jackson em graduações equivalentes a ppm de sílica em suspensão de turbidez (vide figura 1.1). A medição ocorria da seguinte forma: uma amostra de água era derramada no tubo até que a imagem da chama da vela, vista do topo do tubo, ficasse difusa com brilho uniforme. Quando a intensidade da luz dispersada se igualava à da luz transmitida, a imagem desaparecia. A tonalidade da cor da amostra era comparada com a escala ppm-sílica, e a medida de turbidez se dava em JTU (*Jackson Turbidity Units*). Como os padrões eram preparados por materiais encontrados na natureza, era difícil de se atingir uma formulação consistente (OFFICE OF WATER, 1999).

Em 1926, a formulação de padrões melhorou substancialmente com a descoberta da *formazina* por *Kingsbury and Clark*. Esta substância pode ser produzida a partir de matérias-primas facilmente rastreáveis. Uma nova unidade de medida de turbidez surgiu, a FTU (do inglês, *Formazin Turbidity Units*).

Mesmo com a descoberta da formazina, o turbidímetro de vela de Jackson não estava sendo satisfatório, pois era limitado ao se medir turbidez extremamente alta ou baixa. O menor valor de turbidez que podia ser lido era de 25 JTU, além disso o método era muito dependente da opinião humana para se determinar o ponto exato de extinção. Muitos métodos secundários foram desenvolvidos para se estimar a turbidez, mas todos dependiam da opinião humana. Os detectores fotoelétricos se tornaram bem populares pois conseguiam medir com mais precisão, no entanto ainda havia uma imensa dificuldade de se medir níveis de turbidez extremamente altos ou baixos.

Foi na década de 1970 que se desenvolveu um turbidímetro nefelométrico, ou nefelômetro, que determina a turbidez através da luz dispersa a um ângulo de 90° do feixe incidente (figura 1.2),

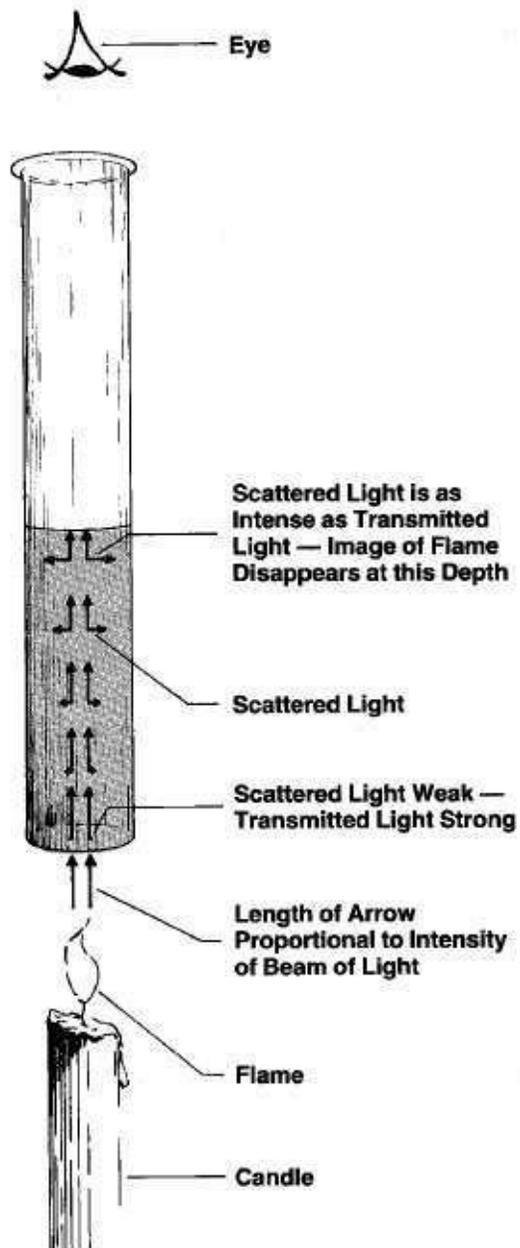


Figura 1.1: Turbidímetro de vela de Jackson.
 Fonte: Sadar (1996).

pois localizado a 90° do feixe, o detector é menos sensível à variação no tamanho da partícula. A nefelometria foi adotado pelo *Standard Methods* (CLESCERI *et al.*, 1995) como a medida de turbidez preferencial devido a sua sensibilidade, precisão e aplicabilidade em relação a diversos tamanhos de partículas e à concentração. A unidade de medida utilizada é NTU (*Nephelometric Turbidity Units*).

O valor de turbidez exigido atualmente em estação de tratamento de água é de 1 NTU, no entanto 5 NTU de turbidez já é aceitável para o consumo humano (WORLD HEALTH ORGANIZATION, 2008).

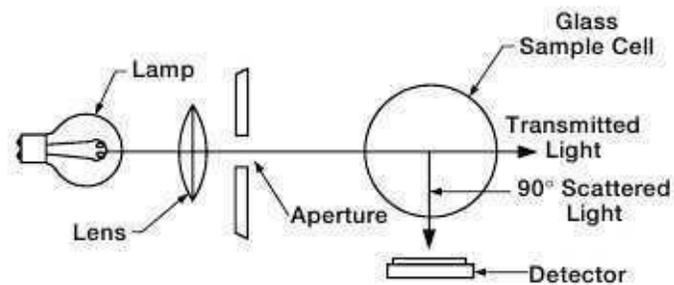


Figura 1.2: Nefelometria.
Fonte: Sadar (1996).

2 Revisão da Literatura

2.1 Turbidimetria e nefelometria

2.1.1 Definição

Turbidimetria é uma técnica analítica de espectroscopia baseada na dispersão da radiação de uma solução que contém partículas suspensas. De maneira mais simples, um feixe de luz passa através de um fluido contendo partículas sólidas suspensas, interagindo com elas. Essas partículas absorvem a luz e a dispersam em todas as direções, dando uma aparência turva à mistura. A diminuição da radiação que passa através do meio é a base para a medida turbidimétrica.

Este tipo de medição é de grande interesse para o monitoramento ambiental - sendo muito utilizado na análise de água para determinação da turbidez e controle do processo de tratamento - e para vários setores da indústria, principalmente a indústria de alimentos para, por exemplo, identificar possíveis precipitados em bebidas. Além disso, esta medida vem sendo utilizada para medir partículas suspensas em gases como fumaça ou fuligem (MORAIS E RANGEL; PEREZ E MUNIZ, 2006; 2009).

A diferença entre a turbidimetria e a nefelometria é que esta última se baseia na medida da dispersão da radiação, geralmente a um ângulo de 90° do feixe incidente, enquanto que na turbidimetria o detector é posicionado a 180° do feixe incidente, conforme a figura 2.1. A escolha entre a turbidimetria e a nefelometria está baseada na fração da radiação dispersada. Quando a dispersão é intensa devido à presença massiva de partículas suspensas, a turbidimetria gera resultados mais confiáveis. Já a nefelometria é aconselhada para baixas concentrações, porque uma pequena intensidade de radiação dispersada contra um fundo negro é mais fácil de se medir do que uma pequena mudança na intensidade da radiação incidente (MORAIS E RANGEL, 2006).

Geralmente os turbidímetros modernos utilizam a técnica da nefelometria para a medição da turbidez, mas os fabricantes de instrumentos têm desenvolvido diferentes concepções de medidores e configurações de medidas, conforme será visto na seção 2.1.6.

É importante notar que a dispersão da radiação associada à turbidimetria e à nefelometria

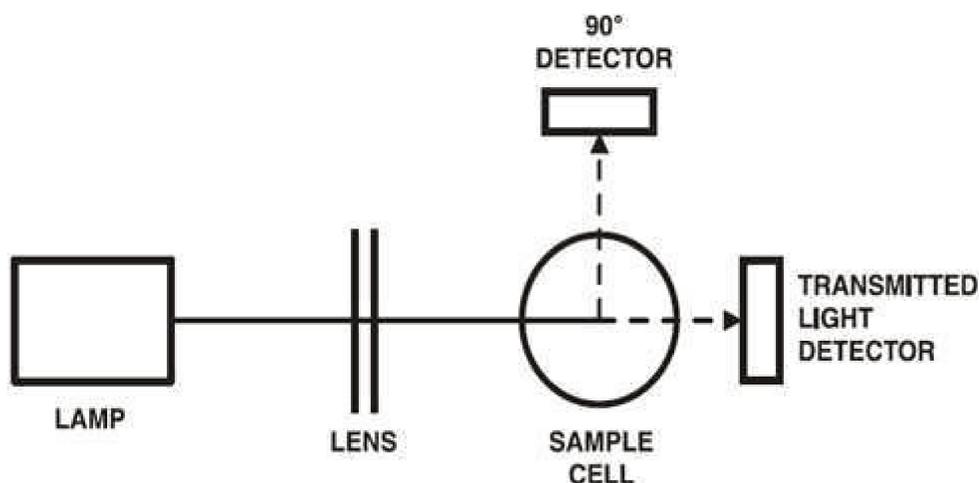


Figura 2.1: Representação esquemática do princípio de medição da nefelometria e turbidimetria.
Fonte: Larsson (2003).

não envolve perda da potência da radiação, sendo que apenas a direção da propagação é afetada. Além disso, a intensidade da radiação medida em qualquer angulação depende do número, tamanho e formato das partículas em suspensão, e também do comprimento de onda da fonte de radiação incidente (MORAIS E RANGEL, 2006).

A correlação da turbidez com a massa ou a concentração do número de partículas da matéria em suspensão é difícil de se encontrar, pois o tamanho, a forma, e o índice de refração das partículas afetam as propriedades de dispersão da luz na solução em suspensão (CLESCERI *et al.*, 1995). Estas características das partículas determinam a distribuição espacial da intensidade de luz dispersada. Partículas muito menores do que o comprimento de onda da luz incidente dispersam luz de maneira simétrica. Entretanto, partículas maiores que o comprimento de onda da luz incidente formam um modelo espectral que resulta em uma maior dispersão da luz na sentido do feixe incidente, conforme figura 2.2. Os modelos de dispersão e intensidade do feixe de luz transmitidos através da amostra também podem ser afetados se as partículas absorverem certos comprimentos de onda da luz transmitida (SADAR, 1996).

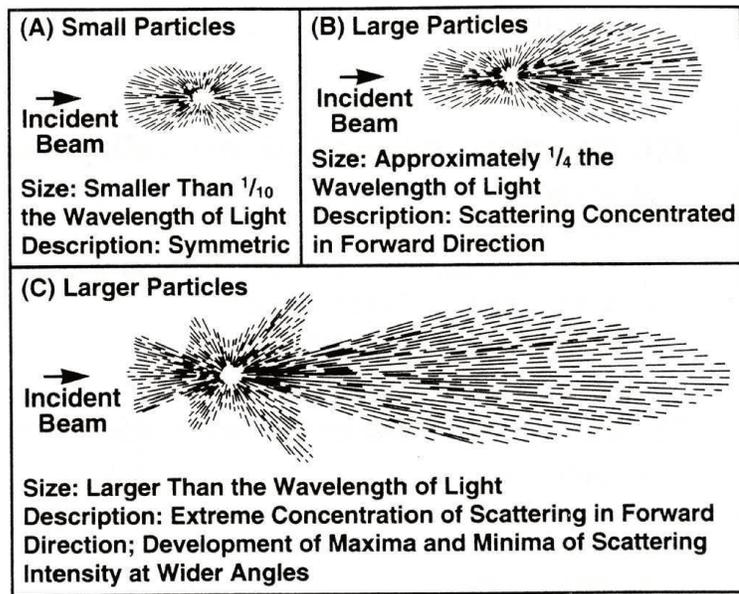


Figura 2.2: Modelos angulares da luz dispersa por vários tamanhos de partículas.
Fonte: Sadar (1996).

2.1.2 Efeito da concentração na dispersão da radiação

A análise turbidimétrica é feita através da medida da atenuação, causada pela dispersão, da intensidade da radiação incidente. Quando um feixe de radiação de intensidade I_0 atravessa um meio que o dispersa, sem absorvê-lo, a intensidade transmitida I é dada pela expressão:

$$I = I_0 e^{-\tau b} \quad (2.1)$$

onde τ é a turbidez, ou coeficiente de turbidez, e b é o tamanho do caminho do meio atravessado pelo feixe. O coeficiente de turbidez τ está linearmente relacionado à concentração C das partículas suspensas no meio, de acordo com a equação:

$$S = -\log \frac{I}{I_0} = kbC \quad (2.2)$$

onde

$$k = 2.303 \frac{\tau}{C}. \quad (2.3)$$

A relação entre $\log \frac{I}{I_0}$ e C é estabelecida através de soluções padronizadas e o solvente é usado como referência para se determinar I_0 . Após a obtenção dos resultados, uma curva de calibração é utilizada para se determinar a concentração das amostras (MORAIS E RANGEL, 2006).

A nefelometria é baseada na medida da radiação das partículas suspensas no meio a determinado ângulo do feixe incidente, posicionando-se o detector fora do caminho de incidência da radiação a partir da fonte. Na maioria das vezes, o detector está localizado a 90° da direção da radiação incidente. A equação que descreve a relação entre a intensidade da radiação dispersada, a intensidade da radiação incidente, e a concentração das partículas que causam a dispersão é:

$$I = KI_0C \quad (2.4)$$

O valor de K é constante para um instrumento particular e sob condições experimentais cuidadosamente controladas. A intensidade da radiação dispersada é diretamente proporcional à radiação incidente e à concentração das partículas (MORAIS E RANGEL, 2006).

O melhor resultado é obtido quando a absorção e a reflexão são mínimas. Sob essas condições a relação entre a concentração das partículas e a intensidade da luz dispersada é quase linear em uma ampla faixa de concentração. (MORAIS E RANGEL, 2006)

2.1.3 Efeito do tamanho da partícula na dispersão da radiação

O grande desafio para o método turbidimétrico não está na medida ótica, mas no preparo da solução suspensa, pois a fração da radiação dispersada a qualquer angulação em um sistema coloidal depende do tamanho e do formato das partículas responsáveis pela dispersão. Visto que a maioria das aplicações analíticas envolvem a geração de uma fase coloidal dispersa na solução, variáveis como concentração de reagentes, taxa e ordem da mistura, tempo depois da mistura dos reagentes, tempo antes da execução da medição, pH e temperatura afetam tanto a medida turbi-

dimétrica quanto a medida nefelométrica. Devido a este problema, tanto na calibração quanto na análise, deve-se tomar cuidado ao se reproduzir todas as condições que afetem o tamanho da partícula (MORAIS E RANGEL, 2006).

2.1.4 Efeito do comprimento de onda na dispersão da radiação

O comprimento de onda selecionado nas medições também apresenta efeitos importantes na dispersão da radiação. Determinou-se experimentalmente que o coeficiente τ varia de acordo com o comprimento de onda conforme a seguinte equação:

$$\tau = s\lambda^{-t} \quad (2.5)$$

onde s é uma constante do sistema analisado. A quantidade t é dependente do tamanho da partícula em suspensão, sendo 4 para partículas significativamente menores que o comprimento de onda da radiação, e 2 para partículas com dimensões similares a ele. Para a análise turbidimétrica geralmente se usa t igual a 2.

O comprimento de onda escolhido é também dependente da absorção e da fluorescência da solução. Neste caso, deve-se escolher o comprimento de onda que não esteja dentro destas faixas (MORAIS E RANGEL, 2006).

2.1.5 Instrumento utilizados para medição da turbidez

Como a luz dispersada na direção do feixe varia de acordo com o tamanho da partícula, a medida da luz transmitida através da amostra gera resultados variados. Além disso, a mudança da luz transmitida é pequena e difícil de se distinguir de ruídos eletrônicos quando medida sob baixa turbidez. Sob alta turbidez, também é difícil medir a luz transmitida através das amostras devido a múltiplas dispersões da luz advindas de um elevado número de partículas no fluido. Para resolver estes problemas os turbidímetros medem primeiramente a luz dispersada a 90° do feixe de luz incidente e relacionam esta leitura com a turbidez. Este ângulo é considerado muito sensível para a

dispersão de luz pelas partículas dentro de uma amostra. Um turbidímetro básico contém uma fonte de luz, um recipiente para abrigar a amostra, e fotodetectores para capturarem a luz dispersada.

Fonte de luz

As fontes de luz utilizadas para turbidímetros se dividem em dois grupos: as policromáticas, como a lâmpada de filamento de tungstênio, e as com largura de banda pequena como LEDs ou lasers. As fontes de luz policromáticas apresentam uma ampla saída espectral, ou seja, contêm uma extensa faixa de diferentes comprimentos de ondas da luz (diferentes cores). A presença de vários comprimentos de onda podem causar interferência nas medidas de turbidez, visto que a cor natural e a matéria orgânica natural da amostra podem absorver comprimentos de onda específicos da luz e, portanto, reduzir a intensidade da luz dispersa. Selecionando-se comprimentos de onda que não são absorvidos pela matéria orgânica, as luzes monocromáticas podem ser menos suscetíveis à interferência da cor da amostra. Entretanto, algumas destas fontes monocromáticas respondem diferentemente ao tamanho da partícula, e não são tão sensíveis a pequenas partículas como a lâmpada de filamento de tungstênio.

Volume da amostra

As amostras geralmente são introduzidas em turbidímetros de bancadas, em uma célula de amostra transparente feita de vidro de 30 mililitros de capacidade. Alguns turbidímetros *"on-line"* (de linha) utilizam célula de amostra de vidro, mas a maioria utiliza uma câmara de fluxo com a fonte de luz localizada no exterior da amostra. Câmaras de amostras em turbidímetros *"on-line"* variam de 30 mililitros a mais de dois litros.

Fotodetector

Em turbidímetros, os fotodetectores detectam a luz produzida pela interação entre a luz incidente e a amostra, e produzem um sinal elétrico que é convertido em um valor de turbidez. Estes detectores podem estar posicionados em diversas configurações, dependendo do projeto do instrumento. Os tipos de fotodetectores encontrados são: tubos fotomultiplicadores, fotodiodos de vácuo,

fotodiodos de silício, fototransistores e fotoresistores de sulfeto de cádmio. Cada fotodetector varia na sua resposta a certos comprimentos de onda da luz, como por exemplo, o tubo fotomultiplicador e o fotodiodo de vácuo são mais sensíveis a comprimentos de onda na faixa ultravioleta, o que faz com que estes sensores sejam mais sensíveis à partículas menores. Já o fotodiodo de silício é mais sensível a comprimento de ondas maiores, tornando-o mais sensível a partículas maiores. A sensibilidade do fotocondutor de sulfeto de cádmio está entre a sensibilidade do tubo fotomultiplicador e do fotodiodo de silício (OFFICE OF WATER, 1999).

2.1.6 Modelos de turbidímetros

Vários modelos de instrumentos foram desenvolvidos por diversas organizações na tentativa de se criar um modelo padrão que obtenha resultados de maneira precisa e repetitiva. De todos estes, apenas os modelos de feixe único, da razão e dos quatro feixes modulados são aprovados pela EPA (*Environmental Protection Agency*) (OFFICE OF WATER, 1999). A EPA é uma agência regulatória norte-americana responsável por redigir regulamentos com detalhes técnicos, operacionais e legais sobre o uso e a interação dos indivíduos com o meio-ambiente. É a partir destes regulamentos que o congresso norte-americano implementa as leis ambientais.

Modelo do feixe único

A figura 2.3 mostra a configuração do modelo de feixe único. Este modelo é o mais básico, contendo apenas uma fonte de luz e um fotodetector localizado a 90° da luz incidente. Apesar de ser o modelo mais antigo dos nefelômetros modernos, este modelo ainda é amplamente utilizado, apresentando resultados precisos para turbidez abaixo de 40 NTU.

Este modelo não possui boa precisão para altas taxas de turbidez. À medida que a turbidez aumenta, a quantidade de luz dispersada também aumenta. Como a luz pode interagir com mais de uma partícula, o feixe pode se dispersar em várias direções, fazendo com que a intensidade de luz dispersada a 90° possa diminuir até o equipamento ficar "cego". Por esta razão, o modelo de feixe único, conforme o método 180.1 da EPA, não demonstra capacidade estável de medida para alta turbidez, sendo somente aplicável para turbidez na faixa de 0 a 40 NTU.

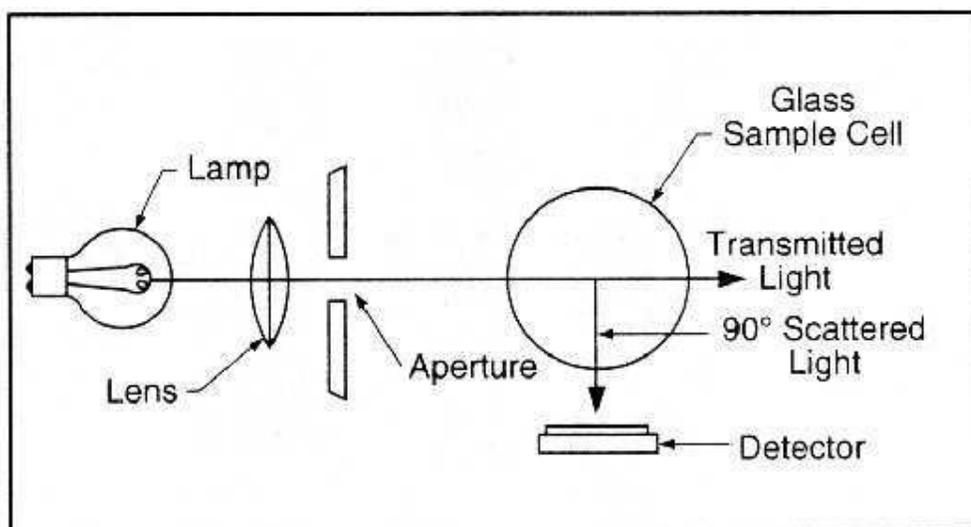


Figura 2.3: Modelo de feixe único.
Fonte:Larsson (2003).

Devido à natureza policromática das fontes de luz (este modelo geralmente tem lâmpadas de tungstênio como fontes de luz), estes instrumentos possuem baixo desempenho com amostras coloridas. Mas como a maioria das amostras de água tratada possuem baixa ou nenhuma coloração, o uso do modelo de feixe único é aceito.

Modelo da razão

O modelo da razão expande o conceito do modelo de feixe único, incluindo fotodetectores adicionais localizados em variadas angulações da luz incidente. Como pode ser visto na figura 2.4, este modelo utiliza um detector para a dispersão frontal (chamado em inglês de *forward scatter detector*), um detector da luz transmitida, e para aplicações de altas taxas de turbidez, um detector de luz traseira. Há também o detector a 90° do feixe incidente. Os sinais adquiridos de cada detector são matematicamente combinados para se calcular a turbidez da amostra. Um algoritmo matemático comumente utilizado e sugerido pela (CLESCERI *et al.*, 1995) é:

$$T = \frac{I_{90}}{(d_0 * I_t + d_1 * I_{fs} + d_2 * I_{bs} + d_3 * I_{90})}, \quad (2.6)$$

onde:

T = Turbidez em NTU;

d_0, d_1, d_2, d_3 = Coeficientes de Calibração;

I_{90} = Corrente do detector a 90° ;

I_t = Corrente do detector de transmissão de luz;

I_{fs} = Corrente do detector de dispersão frontal;

I_{bs} = Corrente do detector de dispersão traseira.

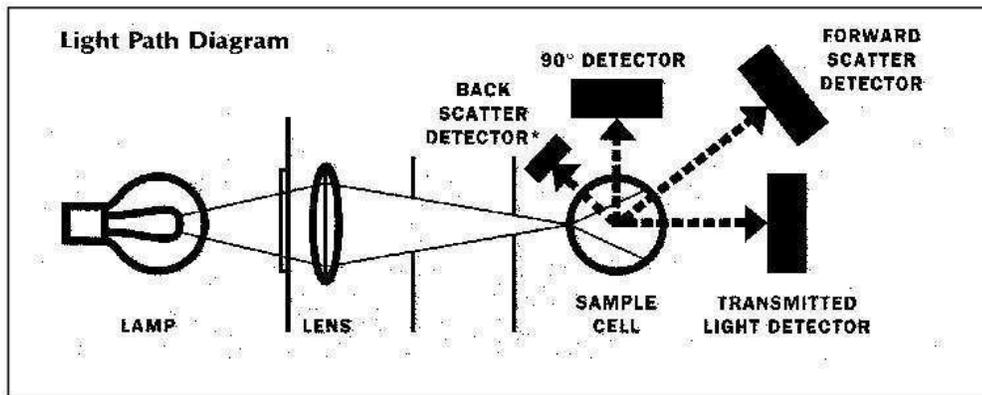


Figura 2.4: Modelo da razão.

Fonte: Larsson (2003).

O uso de múltiplos detectores e o algoritmo da razão dão ao instrumento melhor desempenho com amostras coloridas. A luz transmitida e a luz dispersada a 90° são afetadas igualmente pela cor da amostra porque elas percorrem quase que as mesmas distâncias através do volume da amostra. Quando a razão das duas leituras é adquirida, os efeitos de absorção de cor para as duas leituras tendem a se cancelar matematicamente.

Modelo dos quatro feixes modulados

O modelo dos quatro feixes modulados utiliza duas fontes de luz e dois fotodetectores. As duas fontes e os dois detectores são usados para a implementação da teoria das medidas das razões

a fim de se cancelar os erros. As fontes de luz e os detectores estão localizados a 90° ao redor da amostra, conforme figura 2.5.

O modelo faz duas medições a cada 0.5 segundos. Na primeira medição (também denominada de primeira fase), um feixe de luz é pulsado diretamente da fonte #1 até o fotodetector #1. Simultaneamente, o fotodetector #2 mede a luz dispersada do pulso a um ângulo de 90° . Na segunda medição (ou segunda fase), um feixe de luz é pulsado a partir da fonte #2, diretamente para o fotodetector #2, ao mesmo tempo em que o fotodetector #1 mede a luz dispersada do pulso a um ângulo de 90° . Nas duas medições, o sinal recebido diretamente pelos fotodetectores são denominados sinais ativos, enquanto que os sinais medidos a um ângulo de 90° pelos fotodetectores são denominados sinais de referência. Portanto, as duas fases de medição fornecem quatro medidas a partir de duas fontes de luz: dois sinais de referência e dois sinais ativos.

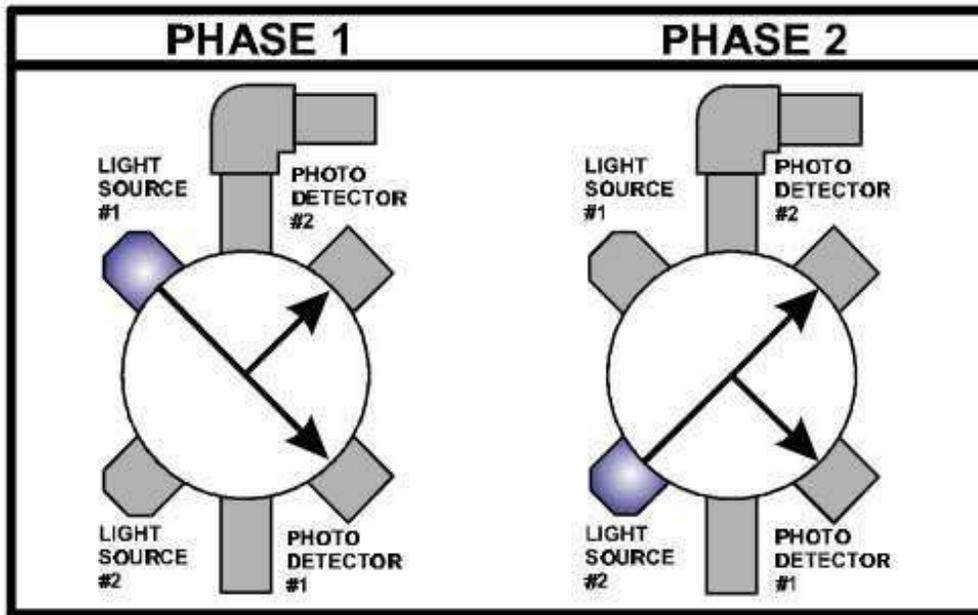


Figura 2.5: Modelo dos quatro feixe modulados.
Fonte: Larsson (2003).

A turbidez da amostra é calculada utilizando-se de um algoritmo matemático similar ao algoritmo utilizado pelo modelo da razão. O resultado é tal que os erros resultantes das colorações das amostras aparecem tanto no numerador como no denominador do algoritmo matemático, sendo portanto matematicamente cancelados. Este algoritmo matemático permite uma maior sensibilidade em amostras com alta taxa de turbidez e estende a faixa de utilização do instrumento para perto de 100 NTU. O cancelamento do erro faz com que este modelo seja bastante preciso na faixa

de 0 a 1 NTU.

(GARCÍA *et al.*, 2007) calcula a média dos valores relativos dos feixes de luz, de acordo com a equação 2.7, de uma solução padrão de formazina (4000 NTUs). Desta solução valores sucessivos de 1000, 500, 250, 125, 80, 40, 20, 10 e 5 NTU foram preparados por diluição simples e uma curva RS x NTU foi obtida. Por aproximação linear calculou-se uma equação da curva, o que simplificou o algoritmo de cálculo do NTU e forneceu uma sensibilidade constante em toda faixa amostrada.

O algoritmo relacional cancela possíveis erros devidos a interferências na emissão de luz e, portanto, torna o modelo mais robusto, ao não ser sensível a mudanças na direção da luz, na cor da água e outros distúrbios.

$$RS = \frac{\frac{luzdispersada_1}{luztransmitida_1} + \frac{luzdispersada_2}{luztransmitida_2}}{2} \quad (2.7)$$

2.1.7 Requisitos das normas para construção dos turbidímetros

Métodos Padrão 2130B e Método EPA 180.1

Os requisitos descritos nos Métodos Padrão 2130B (em inglês *Standard Methods 2130B*), que pode ser encontrado em Clesceri *et al.* (1995), são similares aos requisitos do Método EPA 180.1 (OFFICE OF WATER, 1999) para medições de turbidez, sendo que este último lista os seguintes requisitos de projeto para os turbidímetros:

- Fonte de luz: lâmpada com filamento de tungstênio operada a uma temperatura de cor de 2200 a 3000 graus K;
- Distância atravessada pela luz incidente e luz dispersada dentro do tubo da amostra não deve ultrapassar 10 cm;
- Ângulo de luz reconhecido pelo detector: Centralizado a 90° da direção do feixe de luz e não deve exceder +/- 30° dos 90°. O detector, e o sistema de filtro, se usado, devem ter propriedade espectral entre 400 e 600 nm.

Método GLI 2

Este padrão, encontrado na íntegra em Great Lakes Instruments, Inc. (1992), utiliza o modelo de quatro feixes modulados e é utilizado para medições de turbidez entre 0 e 40 NTUs. Diluindo-se a amostra, este método consegue medir taxas maiores de turbidez.

Os requisitos para os turbidímetros a serem construídos sobre este padrão são:

- O comprimento de onda da luz incidente deve ser de 860 nm.
- A largura de banda espectral da luz incidente deve ser igual ou menor que 60 nm.
- Não deve haver divergência no paralelismo da luz incidente e qualquer convergência não deve exceder 1.5°.
- Deve haver dois fotodetectores e duas fontes de luz.
- O ângulo de medição entre o eixo óptico da luz incidente e o eixo da luz dispersada pelo pulso de luz que passa pela amostra deve ser de 90° +/- 2.5°.

Há ainda o padrão ISO 7027, desenvolvido pela *International Organization for Standardization*, mas este não é aceito pela EPA como análise de turbidez em conformidade com o (OFFICE OF WATER, 1999) e não será descrito neste trabalho.

2.1.8 Tipo de turbidímetros

Existem atualmente três tipos de turbidímetros: turbidímetro de bancada, turbidímetro portátil e turbidímetro "on-line". Os turbidímetros de bancada e portátil são utilizados para analisar amostras coletadas, sendo que o turbidímetro de bancada é mais utilizado como instrumento de laboratório, não sendo portátil. Os turbidímetros "on-line" são instalados em campo e analisam continuamente uma amostrada desviada do fluxo do processo (OFFICE OF WATER, 1999).

Turbidímetros de bancada

Os turbidímetros de bancada atendem a um amplo conjunto de aplicações, tendo capacidade de medir amostras altamente coloridas, bem como com altos níveis de turbidez. A maioria dos turbidímetros de bancada utilizam o método da razão para a medição da turbidez e alguns possuem a possibilidade de trocar o método de medição para o tipo feixe único. Estas unidades de bancadas são exclusivamente utilizadas para amostras coletadas e requerem o uso de cubetas de vidro para armazenarem as amostras (OFFICE OF WATER, 1999). A figura 2.6 ilustra um equipamento deste tipo.

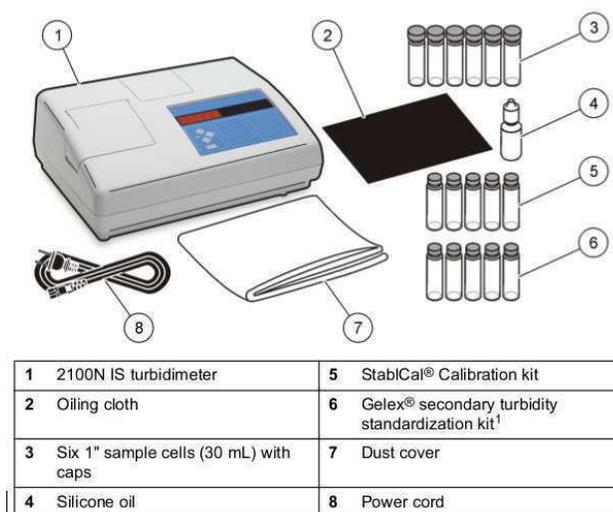


Figura 2.6: Turbidímetro de bancada, modelo 2100N IS Hach Corporation.
Fonte: Hach Corporation (2012).

Turbidímetros portáteis

Os turbidímetros portáteis são bem parecidos com os de bancada, mas são projetados para serem portáteis e operados a bateria. Possuem precisão comparável aos turbidímetros de bancada, mas a resolução para baixos índices de turbidez é pior se comparado aos de bancada, sendo 0.01 NTU contra 0.001 NTU, respectivamente. Os tipos de medição de turbidez que executam são variados, mas os principais são o método da razão e o método de feixe único.

Como são projetados para serem portáteis, devem ser robustos para suportar o transporte e movimentação do equipamento, e também as condições adversas do trabalho em campo. São indicados para serem utilizados em locais remotos e que necessitam de uma análise mais rápida e precisa em campo, ao invés de se ter que conduzir a amostra até o laboratório e possivelmente se fazer uma análise errada da amostra devido a demora da análise e distúrbios que podem ocorrer durante este tempo ou transporte. A figura 2.7 ilustra um turbidímetro portátil.



Figura 2.7: Turbidímetro portátil, modelo 2100Q Hach Corporation.
Fonte: Hach Corporation (2010).

Turbidímetros "on-line"

Os turbidímetros "on-line" são geralmente dos tipos feixe único e dos 4 feixes modulados. Existem os tipos modelos de razão, mas estes não são tão utilizados como os de feixe único e de 4 feixes modulados.

Estes turbidímetros geralmente fazem a amostragem do líquido em um desvio ou "ramo" da linha de produção e podem se conectados a sistemas supervisórios remotos, como por exemplo os do tipo SCADA (*Supervisory Control and Data Acquisition*) que coletam dados para análise, monitoramento e controle do processo. A maioria dos turbidímetros "on-line" possuem coletores de bolhas de ar para evitarem que estas interfiram na medição de turbidez. A figura 2.8 ilustra um turbidímetro "on-line".



Figura 2.8: Turbidímetro "on-line" Clarity II da Rosemount Analytical.
Fonte: Rosemount Analytical (2009).

2.2 Modulação

Conforme Haykin (2001), os sistemas de comunicação tem como propósito transmitir sinais contendo alguma informação através de canais de comunicação que separam o transmissor do receptor. A utilização apropriada destes canais de informação exige um deslocamento da frequência dos sinais de interesse para uma faixa de transmissão possível - para que o sistema opere de maneira satisfatória - e o retorno do sinal deslocado para sua faixa de frequência original, após o fim da transmissão. Esse deslocamento de faixa de frequência de um sinal é realizado através do processo de **modulação**. Modulação é definido como o processo pelo qual alguma característica de uma onda portadora (do inglês *carrier wave*), varia de acordo com o sinal, ou onda moduladora (*modulating wave*). O resultado deste processo resultará em uma onda modulada. O processo de restauração do sinal original, após o fim da transmissão é chamada de **demodulação** e é o processo inverso da modulação.

Em termos básicos de processamento de sinal, pode-se dizer que um transmissor de um sistema de comunicação analógico consiste de um modulador e o receptor de um demodulador, conforme figura 2.9.

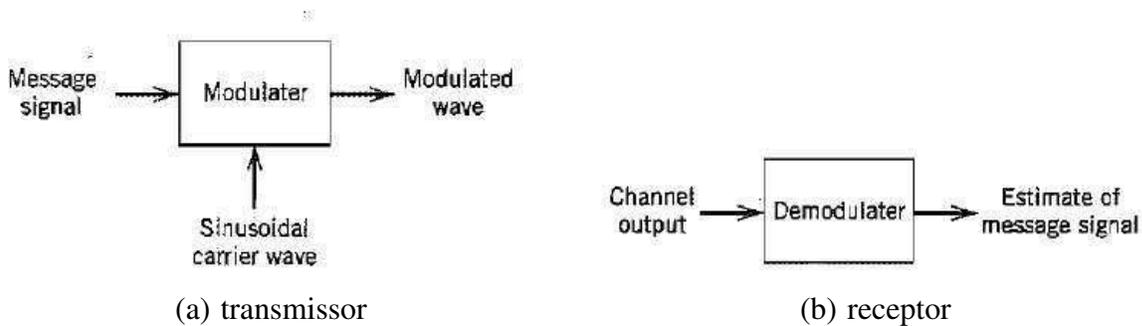


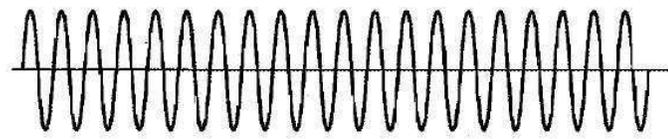
Figura 2.9: Componentes de um sistema de modulação de onda contínua.
Fonte: Haykin (2001).

A figura 2.10 ilustra duas famílias de sistemas de modulação de onda contínua: modulação por amplitude e modulação por frequência. Na modulação por amplitude, a amplitude da onda portadora senoidal varia de acordo com o sinal de interesse. Na modulação por frequência, a frequência da onda portadora varia de acordo com o sinal de interesse.

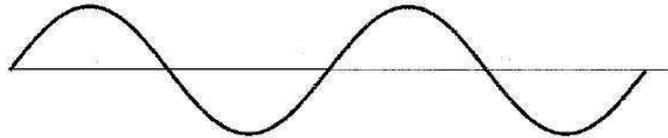
2.3 Modulação por pulso

De acordo com Haykin (2001), na modulação por pulso, algum parâmetro de um trem de pulsos (amplitude, duração ou posição) varia de acordo com o sinal que contém a informação desejada, denominado aqui de sinal mensageiro. Existem dois tipos distintos de modulação por pulso: a modulação analógica por pulso e a modulação digital por pulso. Na modulação analógica por pulso, a informação é transmitida basicamente na forma analógica, mas a transmissão ocorre em tempos discretos. Um trem de pulsos periódico, com função de onda portadora, tem um de seus parâmetros variados continuamente pelo valor da amostra correspondente do sinal mensageiro. Já na modulação digital por pulso, o sinal mensageiro é representado na forma discreta tanto no tempo quanto na amplitude, permitindo a sua transmissão em formato digital como uma sequência de pulsos codificados, não possuindo nenhuma contra-parte de onda em tempo contínuo.

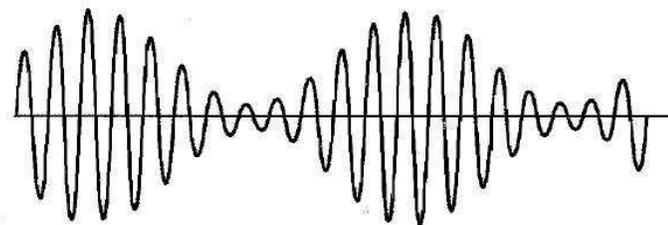
Esta dissertação faz o uso da modulação analógica por amplitude de pulso e para um melhor entendimento deve-se conhecer o processo de amostragem, que é descrito na subseção 2.3.1.



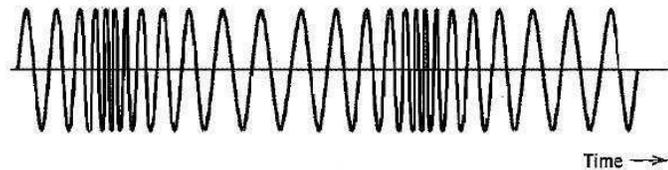
(a) Onda portadora.



(b) Sinal modulador (de interesse).



(c) Sinal modulado por amplitude.



(d) Sinal modulado por frequência

Figura 2.10: Ilustração de um sinais AM e FM produzidos por um único tom.
Fonte: Haykin (2001).

2.3.1 O processo de amostragem

Para Lathi (1998), o processo de amostragem é utilizado para converter um sinal analógico em uma sequência correspondente de amostras geralmente espaçadas de maneira uniforme no tempo. Esta sequência de amostras deve definir de maneira única o sinal analógico original através da escolha apropriada de uma taxa de amostragem.

O teorema da amostragem afirma que um sinal cujo espectro é limitado por uma banda de B Hz, ou seja, $G(w) = 0$ para $|w| > 2\pi B$, pode ser reconstruído exatamente, sem erros, a partir de

suas amostras a uma taxa de $R > 2B$ Hz (amostras por segundo), tendo portanto uma frequência de amostragem mínima de $f_s = 2B$ Hz.

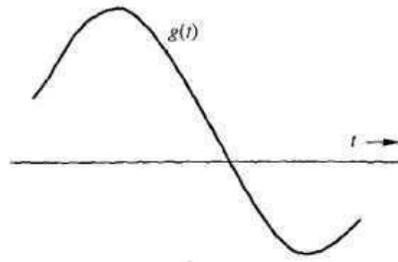
Para comprovar o teorema da amostragem, considere o sinal $g(t)$ ilustrado na figura 2.11(a) e seu espectro, limitado por uma banda de B Hz, ilustrado na figura 2.11(b). A amostragem do sinal $g(t)$ a uma taxa de f_s Hz (f_s amostras por segundo) pode ser realizada multiplicando-se $g(t)$ por um trem de impulsos $\delta_{T_s}(t)$ que consiste em impulsos unitários repetidos periodicamente a cada T_s segundos, onde $T_s = 1/f_s$, conforme o ilustrado na figura 2.11(c). O resultado desta operação é o sinal amostrado $\bar{g}(t)$, ilustrado na figura 2.11(d), formado por impulsos espaçados a cada T_s segundos, sendo que cada impulso n tem amplitude $g(nT_s)$, ou seja, tem o valor de $g(t)$ em $t = nT_s$. Matematicamente, o sinal $\bar{g}(t)$ é definido pela equação 2.8 (LATHI, 1998).

$$\bar{g}(t) = g(t)\delta_{T_s}(t) = \sum_n g(nT_s)\delta(t - nT_s) \quad (2.8)$$

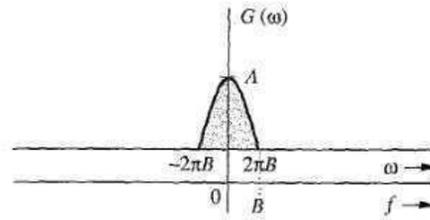
Para se encontrar a transformada de $\bar{g}(t)$, $\bar{G}(w)$, expandimos a equação 2.8, expressando o trem de impulsos δ_{T_s} como uma série trigonométrica de Fourier. O resultado da equação expandida é a equação 2.9.

$$\bar{g}(t) = g(t)\delta_{T_s}(t) = \frac{1}{T_s} [g(t) + 2g(t) \cos(w_s t) + 2g(t) \cos(2w_s t) + 2g(t) \cos(3w_s t) + \dots] \quad (2.9)$$

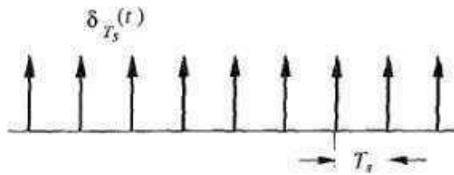
Fazendo a transformada de Fourier do lado direito da equação 2.9 termo a termo, obtém-se $\bar{G}(w)$. A transformada do primeiro termo, $g(t)$, é $G(w)$. Pela propriedade de deslocamento na frequência da transformada de Fourier, o segundo termo, $2g(t) \cos(w_s t)$ se torna $G(w - w_s) + G(w + w_s)$, o que representa um deslocamento do espectro de $G(w)$ para w_s e $-w_s$. A transformada de Fourier do terceiro termo, $2g(t) \cos(2w_s t)$, é $G(w - 2w_s) + G(w + 2w_s)$, representando um deslocamento do espectro de $G(w)$ para $2w_s$ e $-2w_s$. Continuando com este raciocínio até o infinito, têm-se que o espectro de $\bar{G}(w)$ consiste do espectro de $G(w)$ repetido periodicamente com período $w_s = 2\pi/T_s$ rad/s ou $f_s = 1/T_s$ Hz, conforme ilustra a figura 2.11(e). Matematicamente, a transformada de Fourier da equação 2.9 é dada pela equação 2.10 (LATHI, 1998).



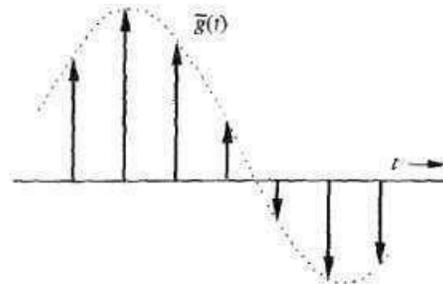
(a) Sinal $g(t)$



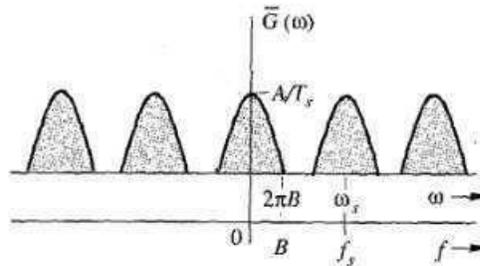
(b) Sinal $G(w)$, espectro do sinal $g(t)$



(c) Trem de impulsos $\delta_{T_s}(t)$



(d) Sinal $\bar{g}(t)$, amostragem do sinal $g(t)$



(e) $\bar{G}(w)$, espectro do sinal $\bar{g}(t)$.

Figura 2.11: Sinal amostrado e seus espectros Fourier.

Fonte: Lathi (1998).

$$\bar{G}(w) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} G(w - nw_s) \quad (2.10)$$

Analisando a figura 2.11(e) percebe-se que para $f_s > 2B$, e portanto $T_s < 1/2B$, não há sobreposição entre ciclos sucessivos de $\bar{G}(w)$. Isto implica que se a frequência de amostragem f_s é no mínimo duas vezes maior do que a largura de banda B Hz do sinal $G(w)$, $\bar{G}(w)$ consistirá de

repetições de $G(w)$ que não se sobrepõem. Desta forma o sinal $g(t)$ pode ser recuperado de seu sinal amostrado $\bar{g}(t)$ filtrando-o com um filtro passa-baixas ideal com largura de banda de B Hz, conforme ilustra a figura 2.12.

A taxa de amostragem mínima $f_s = 2B$ necessária para recuperar $g(t)$ de $\bar{g}(t)$ é chamada de **Frequência de Nyquist** para $g(t)$, e seu intervalo de amostragem $T_s = 1/2B$ é chamado de **Intervalo de Nyquist** para $g(t)$.

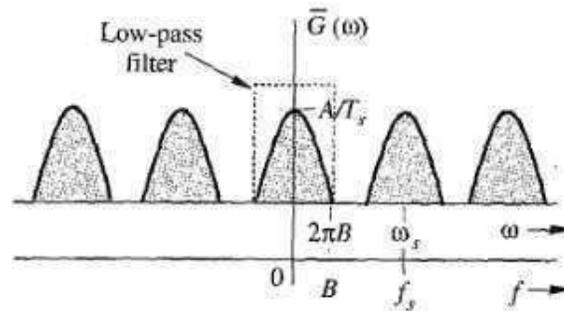


Figura 2.12: $\bar{G}(w)$, espectro do sinal $\bar{g}(t)$ com filtro passa-baixas com corte em B Hz.

2.3.2 O processo de interpolação: A reconstrução do sinal

De acordo com Lathi (1998), o processo de reconstrução de um sinal em tempo contínuo a partir de suas amostras é conhecido como **interpolação**. Para o sinal $g(t)$ com limitação de banda de B Hz, sua reconstrução pode ser feita passando-se o sinal amostrado $\bar{g}(t)$ por um filtro passa-baixas ideal com largura de banda de B Hz e ganho T_s . O ganho é definido analisando-se a equação 2.9, cujo sinal amostrado $\bar{g}(t)$ contém a componente $(1/T_s)g(t)$. A função de transferência, no domínio da frequência, deste filtro passa-baixas ideal é dada pela equação 2.11.

$$H(w) = T_s \text{rect}\left(\frac{w}{4\pi B}\right) \quad (2.11)$$

Para se fazer uma análise no domínio do tempo, considere um filtro de interpolação, $h(t)$, cuja resposta ao impulso, no domínio do tempo, é $\text{rect}(t/T_s)$. Este filtro é um pulso unitário, com centro na origem e largura de T_s , que será também o intervalo de amostragem, conforme ilustrado na figura 2.13(a). Passando-se o sinal amostrado $\bar{g}(t)$, neste filtro, sua resposta seria $g(t)$. Cada amostra em

$\bar{g}(t)$, sendo um impulso, gera um pulso de amplitude igual a amplitude da amostra, ou seja, uma amostra k é um impulso de amplitude $g(kT_s)$, localizado em $t = kT_s$, e pode ser expressa por $g(kT_s)\delta(t - kT_s)$. Quando este impulso passar pelo filtro, irá gerar uma saída $g(kT_s)rect(t/T_s)$, ou seja, um pulso de amplitude $g(kT_s)$, com centro em $t = kT_s$, conforme figura 2.13(b). Cada impulso em $\bar{g}(t)$ irá gerar um pulso correspondente resultando na saída $y(t)$ da equação 2.12. O sinal filtrado, $y(t)$, é uma aproximação em escada de $g(t)$, conforme linha pontilhada da figura 2.13(b) (LATHI, 1998).

$$y(t) = \sum_k g(kT_s)rect\left(\frac{t}{T_s}\right) \quad (2.12)$$

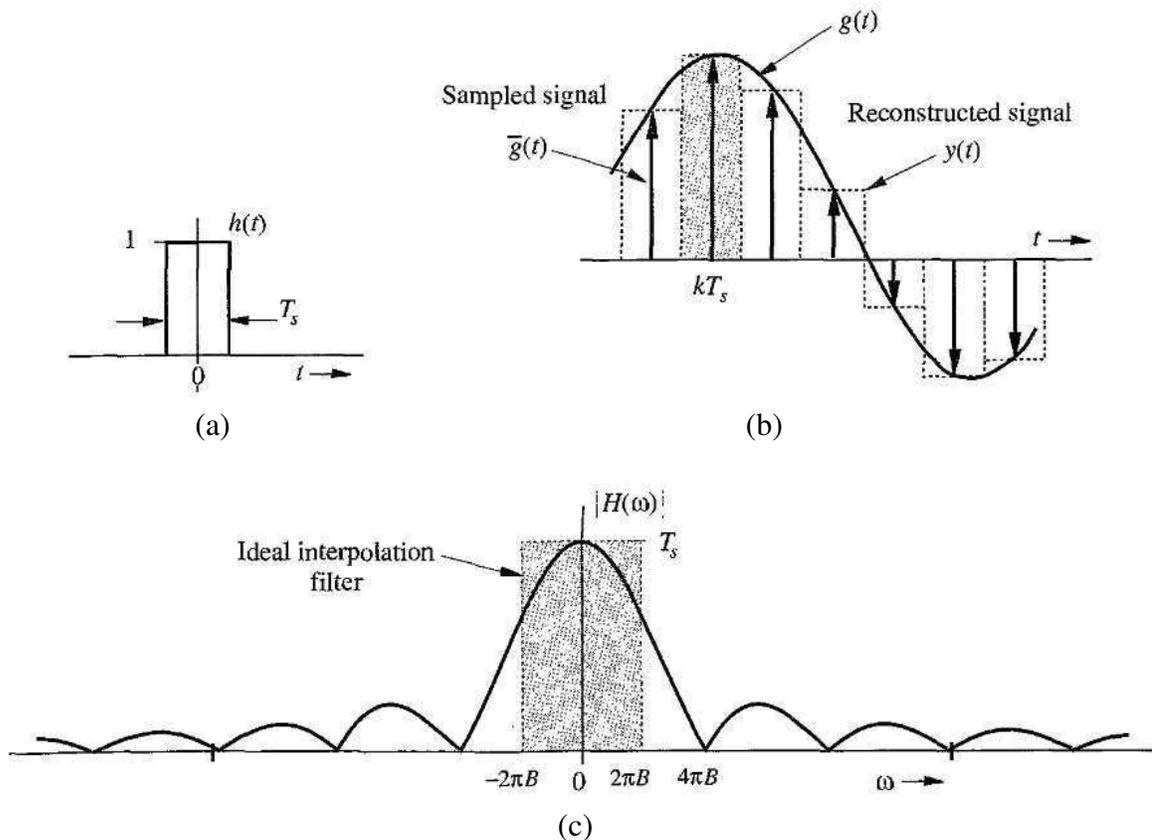


Figura 2.13: Interpolação simples usando circuito *zero-order hold*.

Fonte: Lathi (1998).

A função de transferência do filtro $h(t)$ da figura 2.13(a), $H(w)$, é a transformada de Fourier da resposta ao impulso $rect(t/T_s)$. Para a taxa de amostragem de Nyquist, $T_s = 1/2B$, $H(w)$ é

descrita pela equação 2.13.

$$H(w) = T_s \text{sinc}\left(\frac{wT_s}{2}\right) = \frac{1}{2B} \text{sinc}\left(\frac{w}{4B}\right) \quad (2.13)$$

Este filtro é conhecido como filtro **zero-order hold**, e analisando o $|H(w)|$ pode-se concluir que esta é uma aproximação ruim do filtro passa baixa ideal mostrado em sombra na figura 2.13(c). Uma melhor aproximação deste filtro ideal é o filtro do tipo **first-order hold**, cuja resposta ao impulso é um pulso triangular $\Delta(t/2T_s)$. Este filtro resulta em uma interpolação linear ao invés de uma interpolação em escada como o filtro **zero-order hold**.

A função de transferência do filtro de interpolação ideal da equação 2.11 é ilustrada na figura 2.14(a). Realizando-se a transformada inversa de Fourier de $H(w)$, obtêm-se a função $h(t)$ no domínio do tempo, descrita pela equação 2.14.

$$h(t) = 2BT_s \text{sinc}(2\pi Bt) \quad (2.14)$$

Assumindo-se a taxa de amostragem de Nyquist, $2BT_s = 1$, a equação 2.14 resume-se à equação 2.15.

$$h(t) = \text{sinc}(2\pi Bt) \quad (2.15)$$

A função $h(t)$ é ilustrada na figura 2.14(b). É interessante observar que $h(t) = 0$ para todos os instantes de amostragem de Nyquist, isto é, para $t = \pm n/2B$ exceto em $t = 0$.

Quando o sinal amostrado $\bar{g}(t)$ é aplicado à entrada do filtro $h(t)$, a saída é $g(t)$. Para cada amostra (ou impulso) de $\bar{g}(t)$ será gerado na saída de $h(t)$ um pulso *sinc* de amplitude igual a amplitude da amostra, conforme ilustra a figura 2.14(c). O processo é o mesmo que o ilustrado na figura 2.13(b), exceto que agora $h(t)$ é do tipo pulso *sinc*, ao invés de pulso gate. A adição dos pulsos *sinc* gerados por todas as amostras resulta em $g(t)$. A amostra k da entrada $\bar{g}(t)$ é o impulso $g(kT_s)\delta(t - kT_s)$ e a saída do filtro, como resposta a este impulso, é $g(kT_s)h(t - kT_s)$. Logo $g(t)$

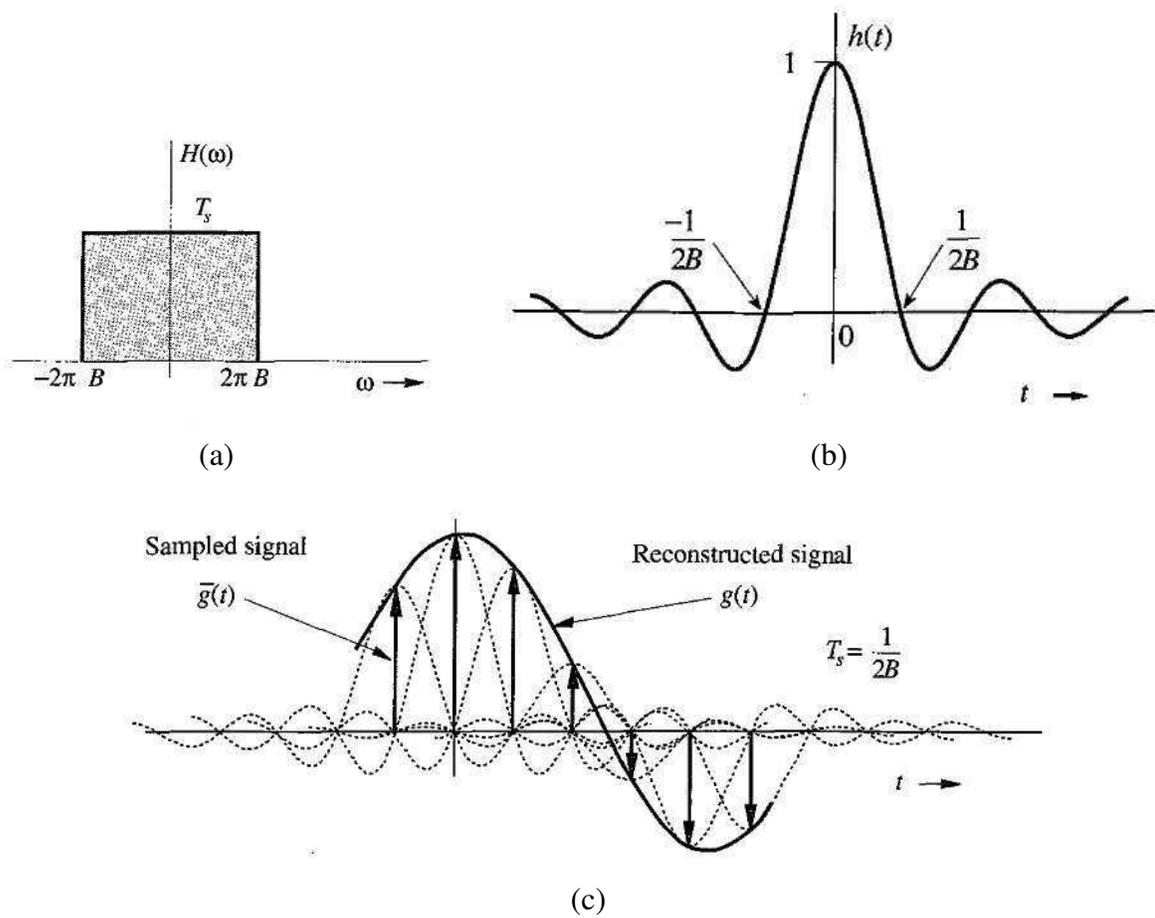


Figura 2.14: Interpolação ideal.
 Fonte: Lathi (1998).

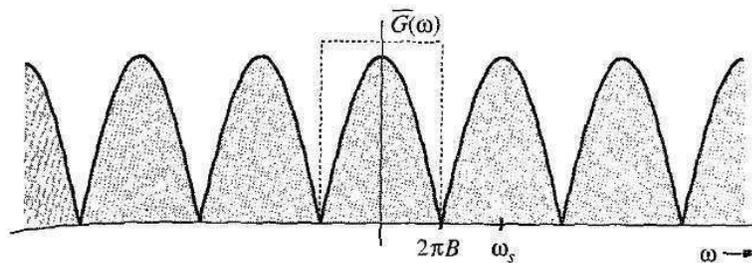
pode ser expresso pela equação 2.16.

$$\begin{aligned}
 g(t) &= \sum_k g(kT_s)h(t - kT_s) \\
 &= \sum_k g(kT_s)\text{sinc}[2\pi B(t - kT_s)] \\
 &= \sum_k g(kT_s)\text{sinc}(2\pi Bt - k\pi)
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

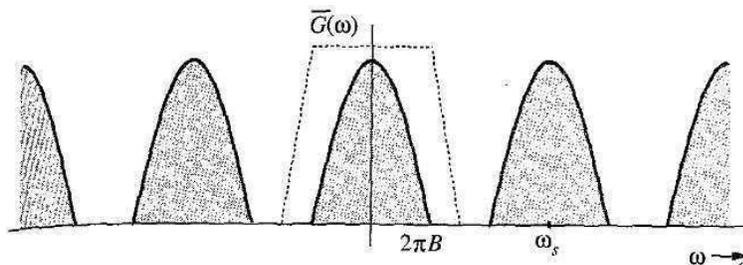
A equação 2.16 é também conhecida como **fórmula de interpolação**, que fornece os valores de $g(t)$ entre as amostras como uma soma ponderada de todos os valores amostrados.

2.3.3 Considerações práticas sobre a reconstrução do sinal

Se um sinal é amostrado na frequência de Nyquist, $f_s = 2B$ Hz, o espectro $\bar{G}(w)$ consiste de repetições de $G(w)$ sem nenhum espaçamento entre ciclos sucessivos, conforme ilustrado na figura 2.15(a). Para se recuperar o sinal $g(t)$ a partir de $\bar{g}(t)$ é necessário passar o sinal amostrado $\bar{g}(t)$ por um filtro passa-baixo ideal, mostrado em pontilhado na figura 2.15(a). No entanto, tal filtro não existe na prática e a solução é amostrar o sinal em uma frequência maior que a de Nyquist, ou seja, $f_s > 2B$ ou $w_s > 4\pi B$. Isto resulta em $\bar{G}(w)$ consistir de repetições de $G(w)$ com espaçamento finito entre ciclos sucessivos, conforme ilustra a figura 2.15(b). Neste caso, pode-se recuperar $G(w)$ a partir de $\bar{G}(w)$ passando-o por um filtro passa-baixo com característica de corte gradual, conforme pontilhado da figura 2.15(b). Mesmo neste caso, seria necessário que o ganho do filtro fosse zero para frequências maiores que o primeiro ciclo de $\bar{G}(w)$, o que na prática também não ocorre. Isto mostra que é impossível se recuperar exatamente um sinal limitado por banda $g(t)$ a partir de suas amostras, mesmo com uma taxa de amostragem maior que a frequência de Nyquist. Entretanto à medida que a taxa de amostragem aumenta o sinal amostrado se aproxima do desejado (LATHI, 1998).



(a) Amostragem na frequência de Nyquist



(b) Amostragem em uma frequência maior que a de Nyquist

Figura 2.15: Espectro de um sinal amostrado.

Fonte: Lathi (1998).

2.3.4 O problema do falseamento e o filtro anti-falseamento

Conforme Lathi (1998), o teorema de Nyquist, ou teorema da amostragem, é baseado na premissa de que o sinal $g(t)$ é estritamente limitado por banda. Na prática, um sinal que contém alguma informação, o sinal mensageiro, é limitado no tempo, tendo duração ou comprimento finito. Como um sinal não pode ser limitado no tempo e limitado por banda simultaneamente, isto implica que todos os sinais práticos, limitados exclusivamente no tempo, possuem largura de banda infinita, o que faz com que seu espectro $\overline{G}(w)$ consista de ciclos sobrepostos de $G(w)$, repetidos a cada f_s Hz (como frequência de amostragem), conforme figura 2.16.

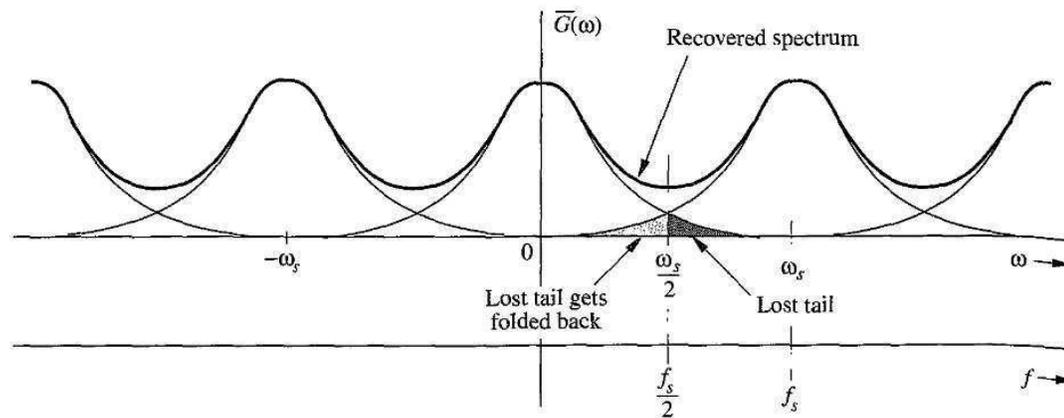


Figura 2.16: Efeito do falseamento.

Fonte: Lathi (1998).

Para sinais cuja largura de banda é infinita, a sobreposição espectral é uma característica constante, independente da taxa de amostragem. Devido às partes que se sobrepõem, $\overline{G}(w)$ não possui mais uma informação correta de $G(w)$, não sendo possível recuperar $g(t)$ a partir de $\overline{g}(t)$. Se o sinal amostrado $\overline{G}(w)$, for filtrado por um filtro passa baixa ideal, a saída deste filtro não será $G(w)$, mas uma versão distorcida de $G(w)$ com perda de parte do sinal para frequências na faixa de $|f| > f_s/2$ Hz e o reaparecimento da parte perdida do sinal invertida ou dobrada para dentro do espectro. Note que os espectros se cruzam na frequência $f_s/2 = 1/2T_s$ Hz, denominada de frequência de dobramento. A componente de frequência $(f_s/2 + f_x)$ aparece como uma componente de menor frequência $(f_s/2 - f_x)$ quando o sinal é reconstruído. Esta inversão, ou dobra, está ilustrado na figura 2.16 e é conhecida como dobramento espectral ou falseamento. Portanto, no processo de falseamento, perde-se todos os componentes de frequência acima de $f_s/2$ Hz, e estes componentes reaparecem como componentes de menor frequência, destruindo a integridade

do sinal para os componentes de frequência mais baixa (LATHI, 1998).

Segundo Lathi (1998), para solucionar o problema de falseamento, deve-se eliminar as frequências além da frequência de dobramento $f_s/2$ Hz de $g(t)$, antes de realizar sua amostragem. A supressão das frequências mais altas pode ser realizada com o uso de um filtro passa baixa com largura de banda de $f_s/2$ Hz. Este filtro é denominado de **filtro anti-falseamento** e será um filtro analógico, cuja discussão será feita na seção 2.5. É importante notar que esta operação anti-falseamento deve ser realizada antes do sinal ser amostrado.

2.3.5 Considerações práticas sobre o processo de amostragem

Até agora assumiu-se que as amostras são ideais, obtidas a partir da multiplicação do sinal $g(t)$ por um trem de impulsos que é inexistente fisicamente. Na prática, multiplica-se um sinal $g(t)$ (figura 2.17(a)) por um trem de pulsos de largura finita (figura 2.17(b)), resultando no sinal $\bar{g}(t)$ (figura 2.17(c)). Mesmo assim, é perfeitamente possível se recuperar $g(t)$ a partir de $\bar{g}(t)$, passando-o por um filtro passa baixa, como se este estivesse sido amostrado por um trem de impulsos (LATHI, 1998).

A comprovação analítica está no fato de o trem de pulso $p_{T_s}(t)$ mostrado na figura 2.17(c), por ser um sinal periódico pode ser expresso como uma série trigonométrica de Fourier conforme equação 2.17

$$p_{T_s}(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_s t + \theta_n) \quad \omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad (2.17)$$

e

$$\begin{aligned} \bar{g}(t) &= g(t)p_{T_s}(t) \\ &= g(t) \left[C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_s t + \theta_n) \right] \\ &= C_0 g(t) + \sum_{n=1}^{\infty} C_n g(t) \cos(n\omega_s t + \theta_n) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Portanto, o sinal amostrado $\bar{g}(t)$ consiste de $C_0g(t)$, $C_1g(t)\cos(w_s t + \theta_1)$, $C_2g(t)\cos(2w_s t + \theta_2)$, e assim por diante até o infinito. Note que o primeiro termo $C_0g(t)$ é o sinal desejado e todos os outros termos são sinais modulados cujos espectros estão centrados em $\pm w_s, \pm 2w_s, \pm 3w_s, \dots$, conforme mostrado na figura 2.17(e). Como se pode perceber, o sinal $g(t)$ pode ser recuperado filtrando o sinal $\bar{g}(t)$ por um filtro passa baixa, desde que $w_s > 4\pi B$ ou $f_s > 2B$ (LATHI, 1998).

2.4 Modulação por Amplitude de Pulso

Modulação por amplitude de pulso, ou do inglês, *Pulse Amplitude Modulation* (PAM), é a forma mais simples e básica da modulação por pulso analógica. Na PAM, as amplitudes de pulsos regularmente espaçados variam de acordo com os valores das amostras de um sinal mensageiro contínuo (HAYKIN, 2001). Dizendo de outra forma e conforme Hsu (2003), o sinal portador consiste de um trem de pulsos retangulares periódicos, e as amplitudes dos pulsos retangulares variam com os valores das amostras do sinal mensageiro analógico, sendo a frequência da onda portadora a mesma que a frequência de amostragem.

A função da modulação por amplitude de pulso é fornecer um outro formato da onda em forma de pulsos que contenha a informação presente na onda mensageira analógica. A largura de banda de sinais modulados por amplitude de pulso é maior do que os sinais mensageiros analógicos pelo fato do uso de pulsos. No entanto, os pulsos são mais práticos para o uso em sistemas digitais. A frequência dos pulsos, f_s , para uma modulação por amplitude de pulso é a mesma necessária para o teorema de amostragem, $f_s \geq 2B$, onde B é a frequência mais alta da onda mensageira analógica e $2B$ é a frequência de Nyquist (COUCH, 1997).

O sinais do tipo PAM podem ser classificados como sinais que usam amostragem natural, conforme ilustrado na figura 2.18, ou sinais que usam amostragem instantânea e produzem um pulso do tipo topo-plano, conforme figura 2.21.

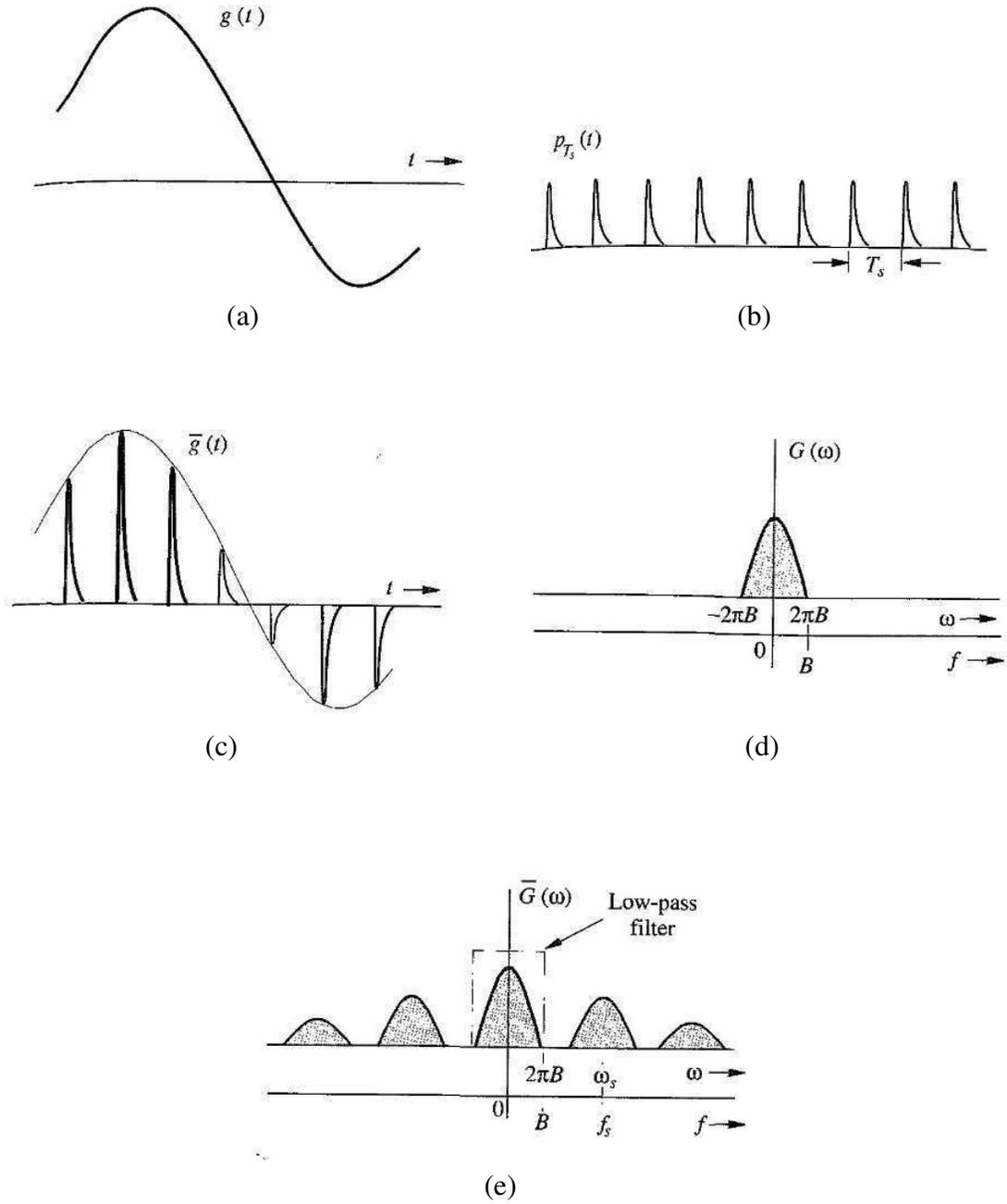
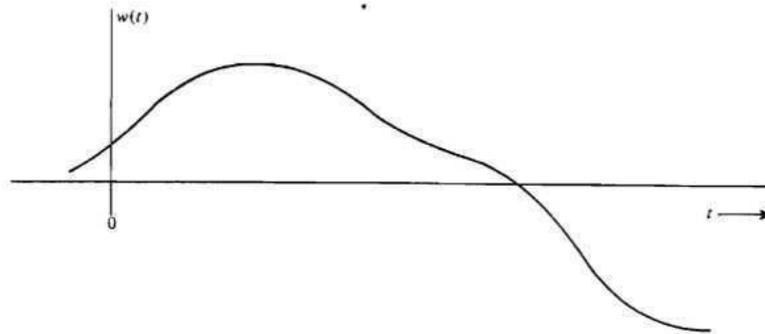
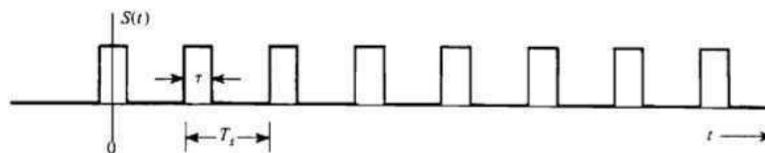


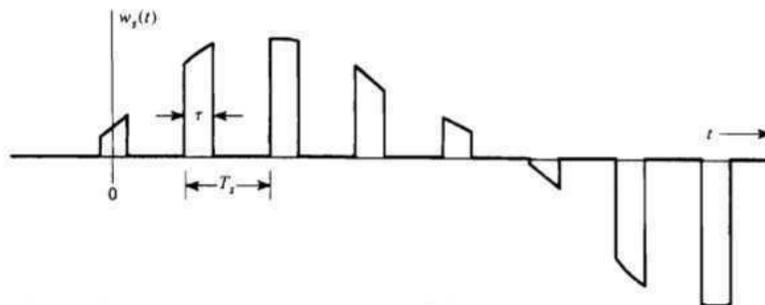
Figura 2.17: Sinal amostrado e seu espectro de Fourier.
 Fonte: Lathi (1998).



(a) Forma de onda Analógica



(b) Forma de onda de pulso com ciclo de trabalho de $d = \tau/T_s = 1/3$



(c) Sinal PAM resultante (amostragem natural, $d = \tau/T_s = 1/3$)

Figura 2.18: Sinal PAM com amostragem natural.
Fonte: Couch (1997).

2.4.1 Sinais PAM com amostragem natural

Conforme Couch (1997), seja $w(t)$ um sinal mensageiro limitado por banda de B Hz e $s(t)$ uma onda retangular, onde

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \Pi\left(\frac{t - kT_s}{\tau}\right) \quad (2.19)$$

e $f_s = 1/T_s \geq 2B$.

A onda retangular $s(t)$ é uma onda periódica e pode ser representada por uma série complexa de Fourier de acordo com a equação 2.20.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_s t} \quad c_n = d \frac{\sin \pi n d}{\pi n d} \quad (2.20)$$

onde $\omega_s = 2\pi f_s$ e $d = \tau/T_s$ é o ciclo de trabalho de $s(t)$.

O sinal PAM que usa amostragem natural é dado por:

$$w_s(t) = w(t)s(t) \quad (2.21)$$

O espectro deste sinal é obtido através da transformada de Fourier da equação 2.21, obtendo-se:

$$W_s(f) = W(f) * S(f) \quad (2.22)$$

Como $W(f) = \mathcal{F}[w(t)]$ e

$$S(f) = \mathcal{F}[s(t)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d \frac{\sin \pi n d}{\pi n d} \delta(f - n f_s) \quad (2.23)$$

a equação 2.22 se torna

$$W_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d \frac{\sin \pi n d}{\pi n d} W(f) * \delta(f - n f_s) \quad (2.24)$$

ou utilizando a propriedade *sifting property* da função $\delta(f)$:

$$W_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d \frac{\sin \pi n d}{\pi n d} W(f - n f_s) \quad (2.25)$$

A forma de onda modulada por amplitude de pulso com amostragem natural pode ser gerada facilmente através do uso de uma chave analógica disponível em hardware CMOS. Isto está ilustrado na figura 2.19, sendo que as formas de ondas $w_s(t)$, $s(t)$ e $w(t)$ são as mesmas encontradas na figura 2.18.

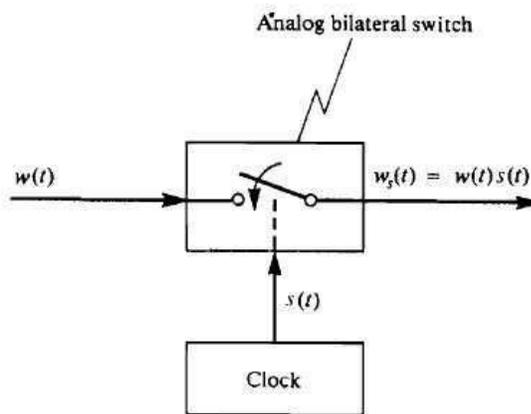
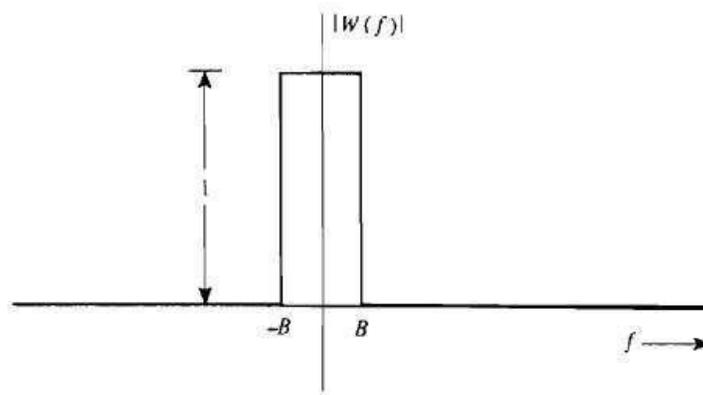


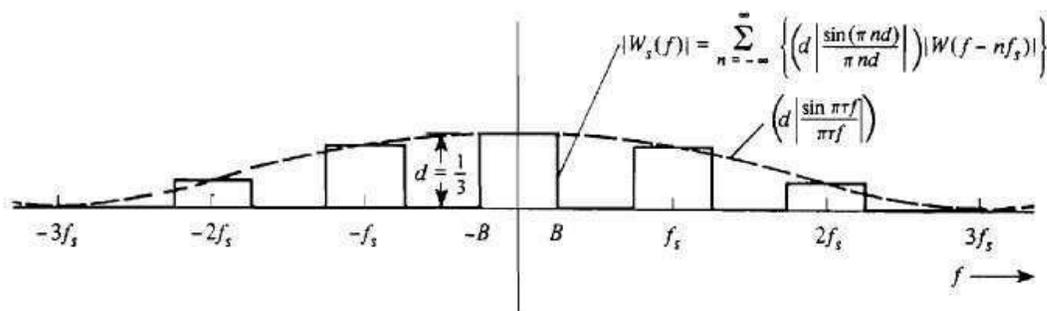
Figura 2.19: Geração do sinal tipo PAM com amostragem natural.
Fonte: Couch (1997).

O espectro do sinal PAM com amostragem natural é dado pela equação 2.25 em termos do espectro da forma de onda analógica da entrada. Utilizando o exemplo de Couch (1997), considere a figura 2.20 que ilustra o caso em que a forma de onda da entrada possui um espectro retangular com largura de banda de B Hz, conforme figura 2.20(a), e o trem de pulsos possui o ciclo de trabalho de $d = \tau/T_s = \frac{1}{3}$ e taxa de amostragem de $f_s = 4B$. Para $d = \frac{1}{3}$, o espectro PAM é zero para $\pm 3f_s$, $\pm 6f_s$ e assim por diante, porque o espectro nestas bandas de harmônicas é zerado pela função $\sin(x)/x$. Analisando a figura 2.20, pode-se observar que a largura de banda do sinal PAM é

muito maior que a do sinal analógico original. Para o exemplo ilustrado na figura 2.20(b), a largura de banda nula para o sinal PAM é $3f_s = 12B$, ou seja, a largura de banda do sinal PAM é 12 vezes a largura de banda do sinal analógico.



(a) Espectro de magnitude da forma de onda analógica da entrada



(b) Espectro de magnitude do PAM sob amostragem natural com $d = 1/3e.f_s = 4B$

Figura 2.20: Espectro da forma de onda PAM com amostragem natural.

Fonte: Couch (1997).

A forma de onda original, $w(t)$, pode ser recuperada a partir do sinal modulado por amplitude de pulso, $w_s(t)$. Este processo, conhecido por demodulação, pode ser realizado através da passagem do sinal PAM por um filtro passa baixa, onde a frequência de corte deste filtro é $B < f_{corte} < f_s - B$. Comparando-se a figura 2.20(a) com a 2.20(b), pode-se perceber que o espectro da saída do filtro passa baixa seria idêntico ao sinal analógico original não fosse por um fator de ganho d que pode ser compensado usando-se um amplificador. Da figura 2.20(b), o espectro da saída do filtro passa baixa terá a mesma forma que o espectro do sinal analógico original somente quando $f_s \geq 2B$, caso contrário, os componentes espectrais nas bandas harmônicas de f_s

se sobreporiam, conforme teorema de Nyquist. O resultado da recuperação de um sinal analógico sub-amostrado $f_s \leq 2B$ seria uma distorção deste sinal quando comparado com sua forma de onda original devido ao problema de falseamento descrito na seção 2.3.4. Na prática, sinais físicos são, geralmente, considerados limitados no tempo, portanto não podem ser absolutamente limitados por banda. Esta característica implica em algum falseamento no sinal PAM, que pode ser consideravelmente atenuado prefiltrando-se o sinal analógico antes de introduzi-lo no circuito de modulação por amplitude de pulso (COUCH, 1997).

2.4.2 Sinais PAM com amostragem instantânea

Formas de ondas analógicas podem ser convertidas em sinais em forma de pulso através do uso de sinais do tipo topo-plano com amostragem instantânea, conforme figura 2.21. Esta é uma generalização da técnica de amostragem por trem de impulsos estudada na seção 2.3.1 (COUCH, 1997).

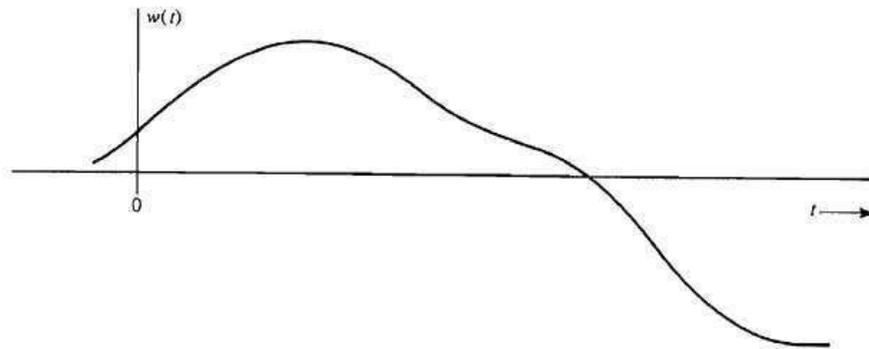
Utilizando Couch (1997), seja $w(t)$ um sinal analógico limitado por banda de B Hz, o sinal PAM amostrado instantaneamente é dado pela equação 2.26.

$$w_s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} w(kT_s)h(t - kT_s) \quad (2.26)$$

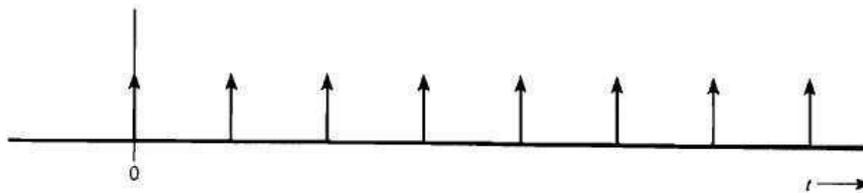
O sinal $h(t)$ denota a forma da amostragem por pulso, e para a amostragem topo-plano, $h(t)$ é definido pela equação 2.27, onde $\tau \leq T_s = 1/f_s$ e $f_s \geq 2B$.

$$h(t) = \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 1, & |t| < \frac{\tau}{2} \\ 0, & |t| > \frac{\tau}{2} \end{cases} \quad (2.27)$$

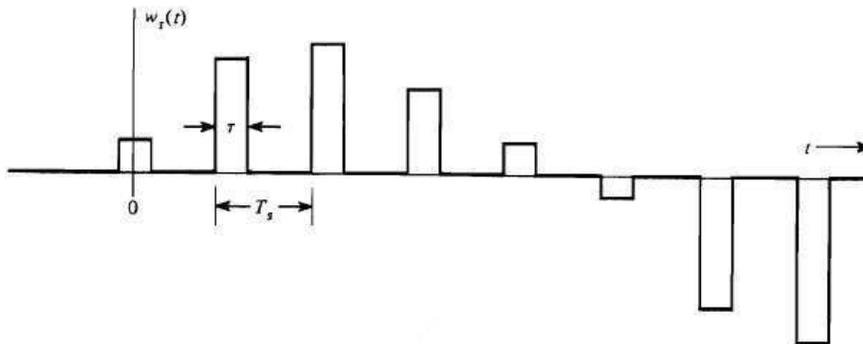
Este tipo de sinal PAM consiste de amostras instantâneas já que $w(t)$ é amostrado a cada $t = kT_s$ e o valor das amostras $w(kT_s)$ determinam a amplitude dos pulsos retangulares de topo-plano, de acordo com a figura 2.21(c). O sinal PAM de topo-plano pode ser gerado usando-se um circuito eletrônico do tipo *sample and hold*.



(a) Forma de onda analógica.



(b) Forma de onda trem de impulsos para realização da amostragem.



(c) Sinal PAM resultante (amostragem topo-plano, $d = \tau/T_s = 1/3$)

Figura 2.21: Sinal PAM com amostragem instantânea.

Fonte: Couch (1997).

Re-escrevendo a equação 2.26 de forma a envolver uma operação de convolução, obtêm-se:

$$\begin{aligned}
w_s(t) &= \sum_k w(kT_s)h(t) * \delta(t - kT_s) \\
&= h(t) * \sum_k w(kT_s)\delta(t - kT_s) \\
&= h(t) * \left[w(t) \sum_k \delta(t - kT_s) \right]
\end{aligned} \tag{2.28}$$

O espectro de $w_s(t)$ é:

$$W_s(f) = H(f) \left[W(f) * \sum_k e^{-j2\pi f k T_s} \right] \tag{2.29}$$

A expansão em série de Fourier do trem de impulsos no domínio da frequência é dada por

$$\frac{1}{T_s} \sum_k \delta(f - kf_s) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} c_n e^{j2\pi n T_s f} \tag{2.30}$$

onde,

$$c_n = \frac{1}{f_s} \int_{-f_s/2}^{f_s/2} \left[\sum_k \delta(f - kf_s) \right] e^{-j2\pi n T_s f} df = \frac{1}{f_s} \tag{2.31}$$

Utilizando a equação 2.30 em 2.29 tem-se

$$\begin{aligned}
W_s(f) &= H(f) \left[W(f) * \frac{1}{T_s} \sum_k \delta(f - kf_s) \right] \\
&= \frac{1}{T_s} H(f) \left[W(f) * \sum_k \delta(f - kf_s) \right]
\end{aligned} \tag{2.32}$$

Simplificando a equação 2.32 obtêm-se finalmente o espectro do sinal PAM de topo-plano:

$$W_s = \frac{1}{T_s} H(f) \sum_{k=-\infty}^{\infty} W(f - kf_s) \quad (2.33)$$

onde

$$H(f) = \mathcal{F}[h(t)] = \tau \left(\frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \right) \quad (2.34)$$

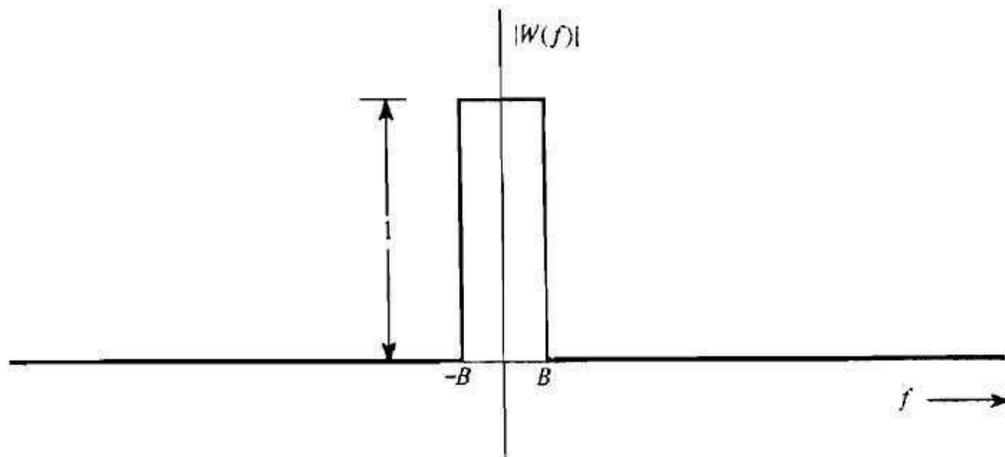
O espectro de um sinal PAM de topo-plano está ilustrado na figura 2.22 para o caso de uma entrada analógica, cuja forma de onda possui um espectro retangular.

Conforme Couch (1997), o sinal analógico pode ser recuperado a partir do sinal PAM de topo-plano através do uso de um filtro passa-baixas. No entanto, percebe-se que há uma perda na alta frequência da forma de onda analógica do sinal recuperado devido ao efeito de filtragem ocasionado pelo trem de pulsos retangulares de topo-plano, $H(f)$. Esta perda de sinal pode ser reduzida diminuindo-se τ ou adicionando algum ganho na alta frequência da função de transferência do filtro passa-baixas, o que o caracterizaria como *filtro de equalização* e sua função de transferência seria $1/H(f)$. A largura de pulso τ é também chamada de *abertura* já que τ/T_s determina o ganho do sinal analógico recuperado, que é pequeno se τ for pequeno em relação a T_s . Haykin (2001) afirma que para um ciclo de trabalho (que é a razão entre a largura de pulso e o período do trem de pulsos) de 0.1, ou 10%, a distorção de amplitude é menor do que 0.5%, o que excluiria o uso de um filtro de equalização.

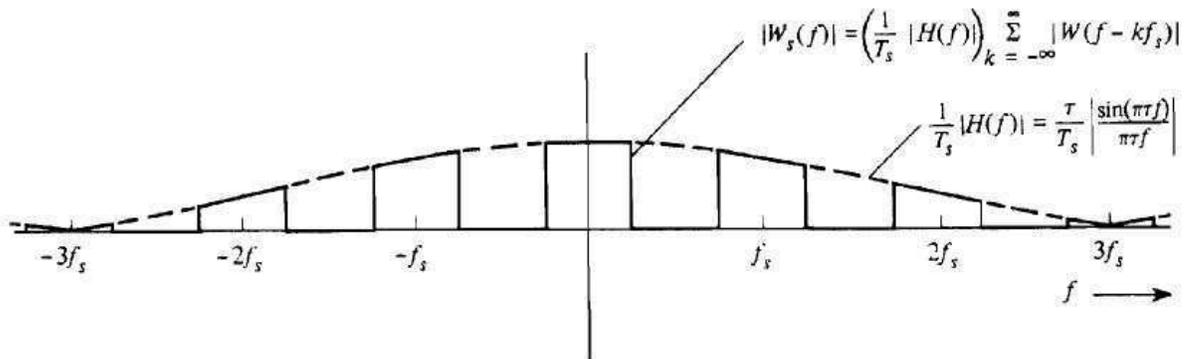
2.5 Filtros

A detecção do sinal desejado pode ser impossível se outros sinais indesejados ou ruídos adicionais ao sistema não forem suficientemente removidos por filtragem. Logo, a função geral de um filtro é permitir a passagem de uma banda de frequência, ou seja, a banda do sinal que se deseja, enquanto rejeita-se outra.

Existem muitos tipos de filtros eletrônicos e estes podem ser classificados de muitas maneiras diferentes. Filtragem é um processo fundamental tanto para o mundo analógico quanto para o



(a) Espectro de magnitude da forma de onda analógica da entrada.



(b) Espectro de magnitude do sinal PAM (amostragem topo-plano), $\tau/T_s = 1/3$ e $f_s = 4B$.

Figura 2.22: Espectro de um sinal PAM com amostragem topo-plano.

Fonte: Couch (1997).

digital. Quase todos os filtros que podem ser implementados usando técnicas analógicas, podem também serem implementados usando técnicas digitais. Este assunto é muito amplo e vem sendo estudado na maior parte do século. Por isto esta seção apenas introduz alguns conceitos básicos, dando importância apenas no que de fato será utilizado.

2.5.1 Filtros seletivos de frequência

De todas as classificações de filtros, a aquela por seletividade de frequência é a mais comum. Um filtro pode ser um passa-baixas, passa-altas, passa-banda ou rejeita-banda, sendo que cada nome representa a banda de frequência que é afetada na resposta do filtro. Para uma descrição apropriada da resposta deste filtro necessita-se de um conjunto apropriado de especificações de frequência e de ganho. As especificações de frequência são usadas para descrever as frequências da banda passante e da banda de rejeição em hertz (H) ou radianos/segundo (rad/s). As especificações de ganho descrevem o ganho ou atenuação do sinal em decibéis (dB) tanto da banda passante quanto da banda de rejeição (THEDE, 2004).

A figura 2.23 ilustra a resposta de um filtro passa-baixas e os parâmetros que o definem. ξ é a magnitude da ondulação do sinal. $f_{CUT-OFF}$ é o limite máximo de frequência da banda passante e f_{STOP} é o limite mínimo de frequência da banda rejeitada. A_{PASS} é o ganho da banda passante e A_{STOP} a atenuação da banda de rejeição. A ordem (M) do filtro é determinada pelo número de polos da função de transferência do mesmo, diminuindo a banda de transição à medida que o número de polos aumenta. A figura 2.24 ilustra a resposta de um filtro passa-baixas do tipo *Butterworth* com diferentes ordens (n).

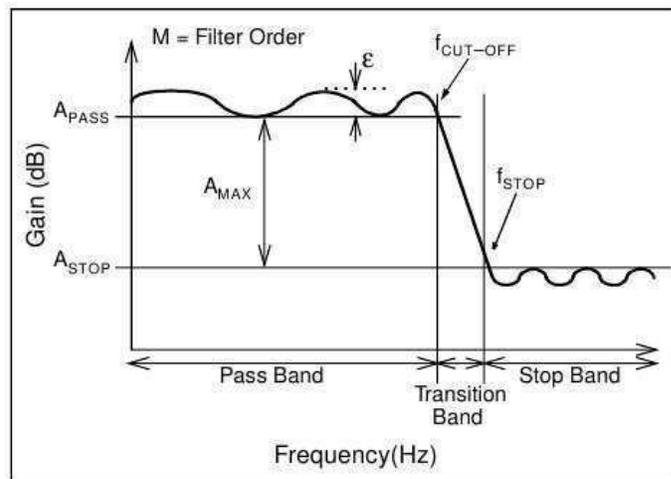


Figura 2.23: Definição dos parâmetros de especificação de um filtro passa-baixas.

Fonte: Baker (1999).

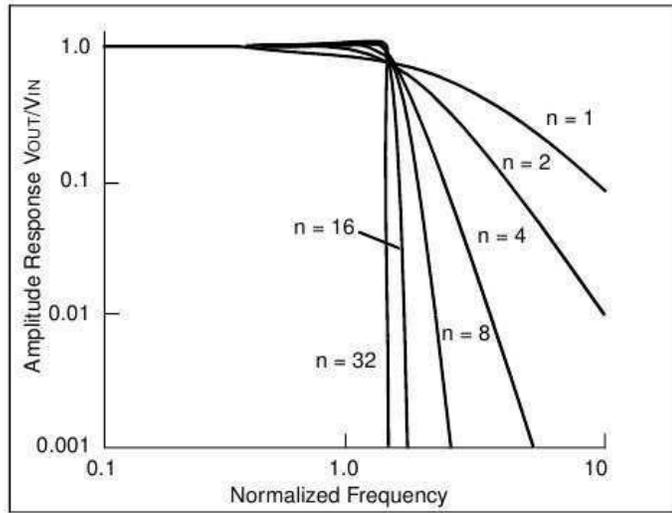


Figura 2.24: Respostas de um filtro passa-baixas *Butterworth* de diferentes ordens.
 Fonte: Baker (1999).

Filtro passa-baixas

A figura 2.25 mostra a resposta de um filtro passa-baixas. A banda passante estende-se da frequência zero, ou DC, até a frequência limite f_{pass} . A banda rejeitada estende de f_{stop} até o infinito. Estas duas bandas são separadas pela banda de transição que se estende de f_{pass} a f_{stop} . A resposta do filtro dentro da banda passante pode variar entre ganho de 0 dB (ganho de 1.0) e a_{pass} , enquanto o ganho da banda passante varia de a_{stop} ao infinito negativo (ganho de 0.0). Os filtros passa-baixas são utilizados para limitar a alta frequência de um sinal.

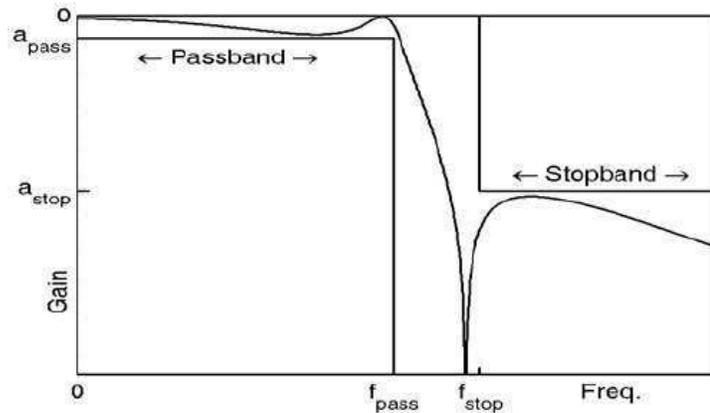


Figura 2.25: Filtro passa-baixas.
 Fonte: Thede (2004).

Filtro passa-altas

Filtros passa-altas possuem a banda passante se estendendo de f_{pass} ao infinito e se encontram em maiores frequências do que a banda rejeitada que se estende de 0 a f_{stop} . A banda de transição ainda separa as bandas passante e de rejeição. O ganho da banda passante é especificado por a_{pass} (dB) e o ganho da banda rejeitada é a_{stop} . A figura 2.26 ilustra um filtro passa-altas.

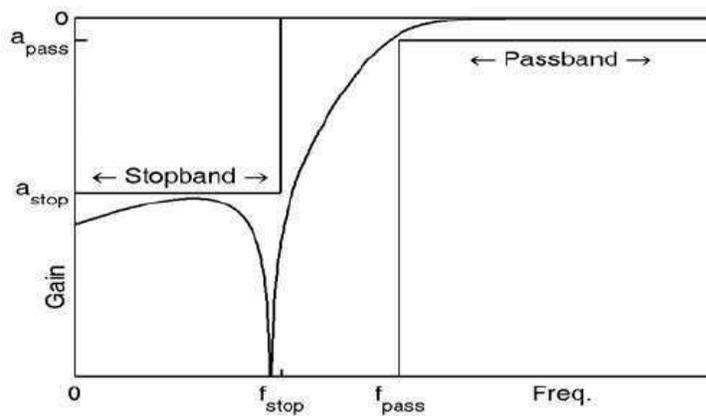


Figura 2.26: Filtro passa-altas.
Fonte: Thede (2004).

Filtro passa-banda

Um filtro passa-banda permite a passagem de uma banda de frequências enquanto atenua as frequências acima e abaixo da banda passante. Neste caso a banda passante existe entre f_{pass1} e f_{pass2} . Um filtro passa-banda possui duas bandas de rejeição que se estendem de 0 a f_{stop1} e de f_{stop2} ao infinito. Dentro da banda passante, há um parâmetro de ganho, a_{pass} (dB), e pode ter uma atenuação a_{stop1} na sua banda de rejeição de menor frequência e uma atenuação de a_{stop2} na sua banda de rejeição de maior frequência, caso haja necessidade. A figura 2.27 ilustra um filtro passa-banda.

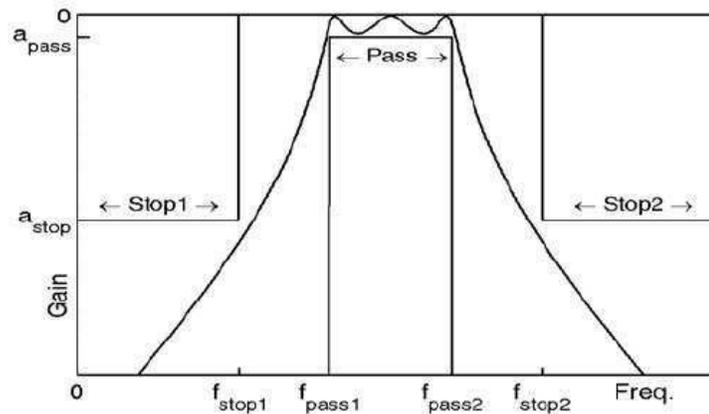


Figura 2.27: Filtro passa-banda.
 Fonte: Thede (2004).

Filtro rejeita-banda

Nos filtros rejeita-banda, ilustrados na 2.28, as bandas de frequências rejeitadas localizam-se entre duas bandas de frequências passantes. A banda de rejeição existe entre o limite de menor frequência f_{stop1} e o limite de maior frequência f_{stop2} . O filtro rejeita-banda possui duas bandas passantes sendo que as de menores frequências estão entre 0 e f_{pass1} e as de maiores frequências estão entre f_{pass2} e o infinito. Dentro da banda de rejeição a_{stop} é utilizado como ganho. Os parâmetros a_{pass1} e a_{pass2} (em dB) são os parâmetros de ganho individual, das bandas de passagem nas frequências mais baixas e mais altas, respectivamente.

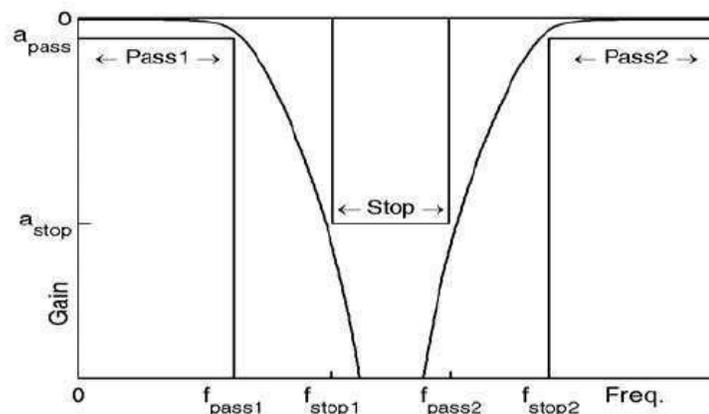


Figura 2.28: Filtro rejeita-banda.
 Fonte: Thede (2004).

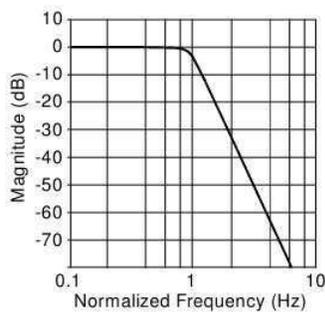
2.5.2 Aproximação de um filtro ideal

Os filtros também podem ser classificados de acordo com o seu método de aproximação de um filtro ideal. Os métodos mais conhecidos são *Butterworth*, *Chebyshev* e *Bessel*, sendo que cada um apresenta suas vantagens e desvantagens.

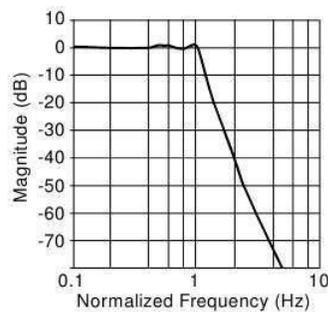
O filtro *Butterworth* possui a magnitude da resposta mais plana na banda passante, conforme mostra a figura 2.29(a). Sua taxa de atenuação na banda de transição é melhor que no filtro *Bessel*, mas pior que no filtro *Chebyshev*. Não há oscilação na banda rejeitada para o filtro *Butterworth* e, observando-se a figura 2.30(a), nota-se que este filtro possui certo sobressinal e oscilação no domínio do tempo, mas menos que no filtro *Chebyshev*.

O filtro *Chebyshev* apresenta uma taxa de atenuação mais abrupta do que os filtros *Butterworth* e *Bessel* (figura 2.29(b)), em contrapartida apresenta bastante oscilação na banda passante e na banda de rejeição (figura 2.30(b)).

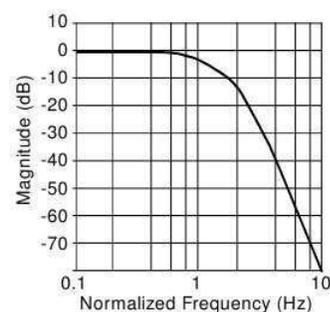
O filtro *Bessel* apresenta uma magnitude plana na resposta da banda passante conforme ilustra a figura 2.29(c), mas uma banda de transição mais lenta que no filtro *Butterworth*. Quase não há oscilação, nem sobressinal para este tipo de filtro, conforme mostra figura 2.30(c) (BAKER, 1999).



(a) Filtro *Butterworth* de quinta ordem



(b) Filtro *Chebyshev* de quinta ordem com 0.5dB de ondulação



(c) Filtro *Bessel* de quinta ordem

Figura 2.29: Resposta em frequência dos filtros *Butterworth*(a), *Chebyshev*(b) e *Bessel*(c)

Fonte: Baker (1999).

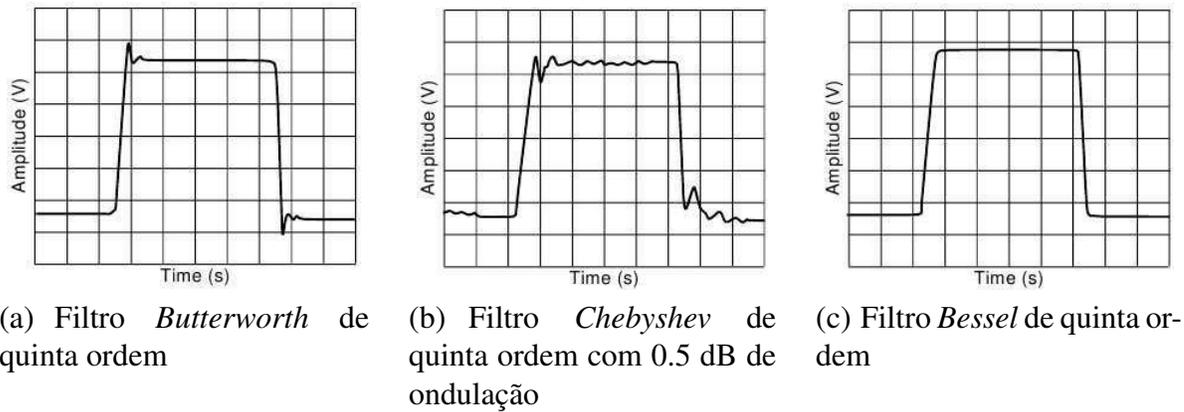


Figura 2.30: Resposta ao degrau dos filtros *Butterworth*(a), *Chebyshev*(b) e *Bessel*(c).
Fonte: Baker (1999).

2.5.3 Implementação dos filtros

Filtros podem ser implementados de duas formas: analogicamente ou digitalmente. Filtragem analógica remove ruídos no sinal antes que este atinja o conversor analógico-digital, o que os torna apropriados para o uso como filtro anti-falseamento. Já a filtragem digital ocorre após o processo de conversão analógico-digital e remove os ruídos injetados durante o processo de conversão (BAKER, 1999).

Filtros analógicos

Um filtro analógico é um sistema linear que possui um sinal de entrada e saída (conforme figura 2.31), cujo propósito principal é alterar as características das respostas em frequência do sinal de entrada à medida que este passa pelo filtro. No domínio do tempo, este sistema pode ser descrito pela resposta ao impulso $h(t)$. No entanto, o método predominante utilizado para o projeto de filtros é descrevê-lo no domínio da frequência, através da função de transferência $H(s)$, que pode ser encontrada através da transformada de Laplace de $h(t)$ (THEDE, 2004).

Filtros analógicos podem ser dos tipos passivos e ativos. Filtros analógicos passivos não possuem elementos ativos (amplificadores operacionais) na implementação do filtro, sendo restritos ao uso de resistores, capacitores e indutores na sua implementação. Geralmente utiliza-se filtros passi-

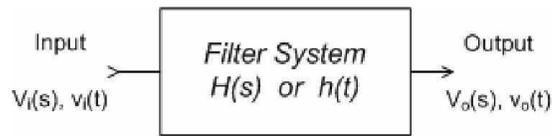


Figura 2.31: Filtro como um sistema.
Fonte: Thede (2004).

vos quando se necessita da passagem de significativa corrente direta (mais do que 1 mA). Também são utilizados em filtros de alta-frequência ou onde se necessita de uma ampla faixa dinâmica (faixa dinâmica é a diferença entre o ruído de fundo e o máximo nível do sinal) (WINDER, 2002).

Os filtros analógicos ativos utilizam-se de amplificadores operacionais na sua implementação, evitando o uso de indutores (que deixam o circuito muito maior). As vantagens estão no fato de serem menores que os passivos e são mais fáceis de implementar seguindo a teoria. Devido as características dos amplificadores operacionais, a função de transferência total de vários estágios de amplificadores operacionais é o produto das funções de transferência de cada estágio individualmente. Os filtros passivos não possuem esta simplificação e sua função de transferência total deve ser implementada como um "todo inseparável" (PAARMANN, 2001).

Filtros digitais

Filtros digitais têm vantagens significativas sobre os analógicos: são programáveis, ou seja, podem ser alterados sem modificações no circuito; ocupam menos espaço na placa; e não estão sujeitos a variação de temperatura e outros parâmetros físicos.

Os filtros digitais podem ser implementados de duas maneiras diferentes: filtros de resposta finita ao impulso (FIR, do inglês *Finite Impulse Response*) e filtros de resposta infinita ao impulso (IIR, do inglês *Infinite Impulse Response*).

Um filtro FIR é uma simples combinação linear de um número finito de amostras na entrada conforme a equação 2.35, onde y é o termo de saída, x_i é um dos n termos de entrada, e a_i é um dos n coeficientes. Filtros FIR também são chamados de não-recursivos, pois não há realimentação na sua equação, o que os torna inerentemente estáveis. Outra vantagem destes filtros é que eles podem produzir fase linear (FOWLER, 2006).

$$y = \sum_{i=0}^{n-1} a_i x_i \quad (2.35)$$

O principal problema de filtros FIR é que o tempo de execução destes filtros é alto, pois como não há realimentação, necessita-se de mais coeficientes, o que implica em mais multiplicações e memória extra.

Filtros IIR usam a realimentação da saída com a combinação linear de um número finito de pontos das amostras de entrada de acordo com a equação 2.36

$$y(n) = - \sum_{k=1}^N a(k)y(n-k) + \sum_{k=0}^M b(k)x(m-k) \quad (2.36)$$

onde y é o termo de saída, x é uma das M amostras de entrada, a é um dos N coeficientes que multiplicam os valores de realimentação, e b é um dos M coeficientes que multiplicam as amostras de entrada.

Filtros IIR são conhecidos como filtros recursivos e a principal vantagem sobre os filtros FIR é que estes demandam menos recursos do sistema. No entanto, apresentam fase não-linear e, por possuírem realimentação, podem ser instáveis e aumentar o ruído no sistema.

Tanto para os filtros FIR quanto para os IIR, quanto maior o número de termos, maior é a capacidade do filtro, ou seja, maior atenuação na banda de rejeição, menores ondulações nas bandas de passagem e de rejeição e mais estreita é a sua largura de banda (FOWLER, 2006).

2.5.4 Função normalizada aproximada de *Butterworth*

Uma função de transferência passa-baixas normalizada possui o limite de frequência da banda passante em 1 rad/s. Esta técnica ocorre porque uma função de transferência normalizada pode ser desnormalizada para qualquer outra frequência, facilitando o projeto de filtros.

A função aproximada de *Butterworth* possui resposta plana, banda de transição suave e resposta em fase também suave, o que é importante ao se considerar distorções. O polinômio possui uma função de transferência apenas com polos, sem zeros finitos presentes. É a melhor aproximação quando se necessita de pouca distorção na fase e seletividade moderada (THEDE, 2004).

Magnitude da resposta de *Butterworth*

A equação 2.37 fornece a magnitude da resposta da aproximação de *Butterworth*, onde w_0 é o limite de frequência da banda passante para o filtro, n é a ordem da função aproximada e ξ é o fator de ajuste do ganho da banda passante. O subscrito B indica que é um filtro *Butterworth* e o n que é uma função de transferência de ordem- n .

$$\left| H_{B,n} \left[j \left(\frac{w}{w_0} \right) \right] \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2 \left(\frac{w}{w_0} \right)^{2n}}} \quad (2.37)$$

onde

$$\xi = \sqrt{10^{-0.1a_{pass}} - 1} \quad (2.38)$$

Se $\xi = 1$ e $w_0 = 1$, o filtro terá ganho de 1/2 ou -3.01 dB no limite da banda de passagem, que é a frequência normalizada de 1 rad/s. Em $w = 0$, a resposta sempre terá ganho unitário, independente de ξ , já para a frequência no limite da banda de passagem, $w = 1$, o ganho dependerá de ξ . Além disso, o ganho da resposta diminui por um fator de $-20n$ dB por década da mudança de frequência (THEDE, 2004).

Ordem de *Butterworth*

A ordem de um filtro *Butterworth* é dependente das especificações fornecidas pelo usuário, que incluem os limites de frequência e os ganhos, e é calculado pela equação 2.39. O valor de n

calculado utilizando esta equação deve ser arredondado para o próximo maior inteiro para garantir que as especificações sejam atendidas (THEDE, 2004).

$$n_B = \frac{\log \left[\frac{(10^{-0.1a_{stop}} - 1)}{(10^{-0.1a_{pass}} - 1)} \right]}{2 \log \left(\frac{w_{stop}}{w_{pass}} \right)} \quad (2.39)$$

Localização dos polos de *Butterworth*

Conforme Thede (2004), os polos para a função aproximada de *Butterworth* são igualmente espaçados sobre um círculo no plano s e são simétricos em relação ao eixo jw . Fazendo o gráfico da função de magnitude ao quadrado $|H(s)|^2$ obtém-se duas vezes mais polos que a ordem do filtro. A figura 2.32 ilustra um filtro *Butterworth* normalizado de ordem 3. A localização de seus 6 polos exemplifica estas características.

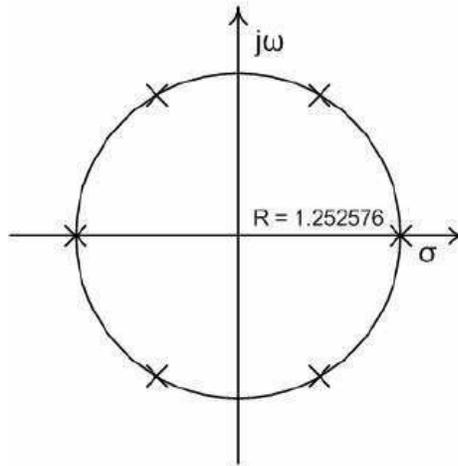


Figura 2.32: Localização dos polos para um filtro *Butterworth* normalizado de terceira ordem cuja função de transferência é:

$$H_{B,3}(S) = \frac{1.2526 \cdot 1.5689}{(S+1.2526) + (S^2 + 1.2526S + 1.5689)}$$

Fonte: Thede (2004).

Pode-se determinar a função de transferência de *Butterworth* a partir dos polos localizados na metade esquerda do plano, ou seja, aqueles que produzem um sistema estável. Para se determinar a posição exata destes polos no plano s , usa-se a forma polar para especificação da localização

complexa. Para cada polo, deve-se saber a distância da origem (o raio do círculo) e o ângulo do eixo real positivo. O raio do círculo é uma função do ganho da banda passante conforme equação 2.40.

$$R = \xi^{\frac{-1}{n}} \quad (2.40)$$

As equações 2.41 e 2.42 determinam os ângulos para os polos complexos no segundo quadrante, que possuem complexos conjugados no terceiro quadrante. θ_m não inclui o polo do eixo real presente nas funções de transferência de ordem ímpar. Por esse motivo, a equação 2.42 é válida apenas para filtros de ordem ímpar onde $n \geq 3$, visto que um filtro de primeira ordem não possui polos complexo conjugados (THEDE, 2004).

$$\theta_m = \frac{\pi(2m + n + 1)}{2n}, m = 0, 1, \dots, (n/2) - 1 \text{ (n par)} \quad (2.41)$$

$$\theta_m = \frac{\pi(2m + n + 1)}{2n}, m = 0, 1, \dots, [(n - 1)/2] - 1 \text{ (n ímpar)} \quad (2.42)$$

A localização precisa dos polos pode então ser determinada pelas equações 2.43 e 2.44, que definem a parte real e imaginária de cada polo, respectivamente.

$$\sigma_m = R \cos(\theta_m) \quad (2.43)$$

$$\omega_m = R \sin(\theta_m) \quad (2.44)$$

Para o caso de funções de transferência de ordem ímpar, o polo de primeira ordem estará localizado na posição σ_R , igual ao raio do círculo, de acordo com a equação 2.45

$$\sigma_R = -R \quad (2.45)$$

Função de Transferência de *Butterworth*

De acordo com Thede (2004), a função de transferência de *Butterworth* pode ser determinada a partir da localização dos polos no semi-plano esquerdo do plano s . Como a maioria dos polos são pares de complexos conjugados, só é necessário determinar a localização dos polos do segundo quadrante.

A função de transferência aproximada completa pode ser determinada a partir de uma combinação de fatores de primeira ordem (para ordens ímpares) e fatores quadráticos, sendo que cada um destes fatores deve ter uma constante no numerador que ajuste o ganho para um, na frequência $\omega = 0$. A equação 2.46 define a forma do fator de primeira ordem e a equação 2.47 define a forma dos fatores quadráticos, para cada polo complexo conjugado no segundo quadrante. A variável de função de transferência S é agora denotada por caixa alta para indicar que a função de transferência está normalizada, ao passo que s será utilizado para as funções desnormalizadas.

$$H_0(S) = \frac{R}{S + R} \quad (2.46)$$

$$H_m(S) = \frac{B_{2m}}{S^2 + B_{1m}S + B_{2m}} \quad (2.47)$$

onde

$$B_{1m} = -2\sigma_m \quad (2.48)$$

$$B_{2m} = \sigma_m^2 + \omega_m^2 \quad (2.49)$$

A função de transferência completa de *Butterworth* pode então ser definida pelas equações 2.50 e 2.51.

$$H_{B,n}(S) = \frac{\prod_m (B_{2m})}{\prod_m (S^2 + B_{1m}S + B_{2m})}, m = 0, 1, \dots, (n/2) - 1 \text{ (n par)} \quad (2.50)$$

$$H_{B,n}(S) = \frac{R \prod_m (B_{2m})}{(S + R) \prod_m (S^2 + B_{1m}S + B_{2m})}, m = 0, 1, \dots, [(n - 1)/2] - 1 \text{ (n ímpar)} \quad (2.51)$$

2.5.5 Desnormalização da função de transferência de *Butterworth*

A desnormalização da função de transferência normalizada de *Butterworth* descrita na seção 2.5.4 requer simplesmente uma mudança proporcional da frequência característica de 1 rad/s para uma frequência mais usual (THEDE, 2004). Para isto, basta substituir a variável normalizada S de acordo com a equação 2.52, onde w_0 será o limite de frequência da banda de passagem, ou $w_0 = w_{pass}$.

$$S = \frac{s}{w_0} \quad (2.52)$$

Projeto de um filtro digital IIR

Existe uma variedade de métodos para se projetar um filtro digital do tipo IIR, mas o método mais comum é utilizar as funções de transferência aproximadas, discutidas na seção 2.5.4, convertendo-as para o seu uso em sistemas de tempo discreto. O método da transformação bilinear, realiza a transformação das funções de transferência dos filtros do domínio-s analógico para o domínio-z digital através da relação entre as variáveis s e z descritas na equação 2.53, onde T é o período de amostragem (THEDE, 2004).

$$s = \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (2.53)$$

Infelizmente, uma simples transformação bilinear não produzirá a resposta em frequência desejada. Isto se dá porque a conversão da função de transferência no plano-s para o plano-z distorce a resposta em frequência de acordo com a relação da equação 2.54.

$$\omega_{analógico} = \frac{2}{T} \tan \left(\frac{\omega_{digital}}{2} \right) \quad (2.54)$$

No entanto, se a resposta em frequência analógica é distorcida antes da aplicação da transformação bilinear, a resposta em frequência final desejada pode ser obtida. Para isto, basta substituir a frequência $\omega_{digital}$ da equação 2.54 pela frequência de corte desejada do filtro. Esta distorção é chamada de **pre-warping**.

Após a aplicação da transformação bilinear, as equações no plano-z terão as formas descritas na equações 2.55 e 2.56 para o termo de primeira ordem e para os fatores quadráticos, respectivamente. G representa o ganho de ajuste de cada fator do filtro.

$$H(z) = G \frac{a_0 + a_1 z^{-1}}{b_0 + b_1 z^{-1}} \quad (2.55)$$

$$H(z) = G \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (2.56)$$

Algoritmo para implementação de filtros IIR

O algoritmo recomendado para implementação dos filtros IIR se baseia no cascadeamento das estruturas quadráticas da função de transferência destes filtros.

O diagrama de blocos básico das estruturas quadráticas está representado na figura 2.33. A função de transferência de 2.33 pode ser determinada pelas expressões do sinal intermediário $w(n)$

e do sinal de saída $y(n)$ (THEDE, 2004).

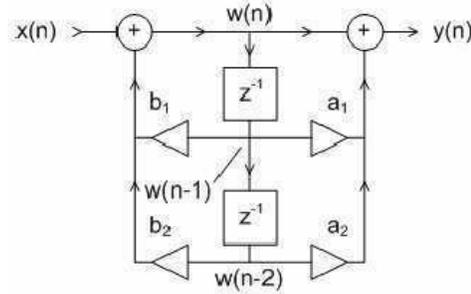


Figura 2.33: Diagrama de blocos para um único fator quadrático.
Fonte: Thede (2004).

$$w(n) = x(n) + b_1w(n-1) + b_2w(n-2) \quad (2.57)$$

$$y(n) = w(n) + a_1w(n-1) + a_2w(n-2) \quad (2.58)$$

Colocando as equações 2.57 e 2.58 em termos da variável z , obtém-se:

$$W(z) = X(z) + b_1z^{-1}W(z) + b_2z^{-2}W(z) \quad (2.59)$$

$$Y(z) = W(z) + a_1z^{-1}W(z) + a_2z^{-2}W(z) \quad (2.60)$$

Reajustando as equações 2.59 e 2.60 para formarem uma função de transferência parecida com a equação 2.56, obtém-se a equação 2.61. Esta equação apresenta duas características importantes: o coeficiente a_0 é sempre 1, e os coeficientes b do diagrama de blocos do sistema terão seus valores negativos na equação da função de transferência.

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}{1 - b_1z^{-1} - b_2z^{-2}} \quad (2.61)$$

Como se pode perceber, é possível construir um diagrama das estruturas quadráticas de qualquer filtro, a partir de sua função de transferência. Este diagrama será o guia para a implementação do algoritmo do filtro digital.

O algoritmo diz que para cada fator quadrático, deve-se calcular o sinal intermediário $w(n)$ e o sinal de saída $y(n)$. Conforme ilustra a figura 2.33, cada seção quadrática também necessita dos valores $w(n - 1)$ e $w(n - 2)$. Para isto, rescreve-se 2.57 e 2.58 como:

$$w = x + b_1m_1 + b_2m_2 \quad (2.62)$$

$$y = w + a_1m_1 + a_2m_2 \quad (2.63)$$

onde se define

$$m_1 = w(n - 1) \quad (2.64)$$

$$m_2 = w(n - 2) \quad (2.65)$$

As variáveis m_1 e m_2 são estados de memória dos fatores quadráticos, ou seja, cada estrutura quadrática deve monitorar os valores passados que estarão presentes na estrutura.

O processo de filtragem IIR pode ser implementado multiplicando-se o sinal de entrada pelo ganho e então implementando as equações de 2.62 a 2.65 para cada fator quadrático. Antes de se progredir para o próximo fator quadrático, os valores de m_1 e m_2 são atualizados. Uma parte de código C que implementa este algoritmo é ilustrado em 2.1. Uma melhor implementação em código C deste algoritmo pode ser encontrado na íntegra em (THEDE, 2004).

Listagem 2.1: Segmento de código para implementação do filtro IIR

```
o = x * gain ;
```

```
for{j = 0; j < numb_quads; j++}
{
  jj = j*3;
  w = o - m1[j]*b[jj+1] - m2[j]*b[jj+2];
  o = w + m1[j]*a[jj+1] + m2[j]*a[jj+2];
  m2[j] = m1[j];
  m1[j] = w;
}
```

3 Materiais e Métodos

3.1 Visão geral do sistema

A proposta deste trabalho é construir um turbidímetro de baixo custo que possa analisar a qualidade dos efluentes líquidos industriais, antes que estes retornem a natureza. Para execução do mesmo, o método turbidimétrico escolhido tem como base o método GLI (*Great Lake Instruments*) 2, descrito na seção 2.1.7.

A ideia central, aqui proposta, é pulsar um LED emissor através do líquido desejado, e capturar este feixe de luz com o uso de fototransistores, adquirindo a quantidade de luz presente nos receptores (fototransistores) tanto com o LED aceso, quanto apagado. A técnica utilizada para esta implementação é a modulação por amplitude de pulso com amostragem instantânea (descrita na seção) 2.4, com uma adaptação: a aquisição de amostras quando não houver pulso.

O objetivo desta implementação é eliminar um possível offset do sinal que pode existir devido a outras fontes de luz capturadas pelo fototransistor, ou inerente ao circuito eletrônico. Desta forma, visa-se obter o valor pico a pico da amplitude do sinal desejado, ao invés de seu valor DC puro. Conforme descrito na seção 2.1, o valor da amplitude do sinal irá variar conforme a quantidade de luz que atravessa o líquido, ou seja, quanto menos luz atravessar o líquido, menor será a amplitude do sinal, o que torna possível mensurar a turbidez do líquido desejado.

Para a aplicação da técnica de modulação por amplitude de pulso, é necessário fazer uma analogia entre o líquido a ser medido, e o sinal mensageiro (que contém a informação). Para este sistema, o líquido conterá a informação desejada, modulando a onda portadora gerada pelo LED.

De uma maneira geral, o sistema construído para a análise turbidimétrica é constituído por: uma unidade de controle e processamento responsável por comandar o acionamento de cada LED, converter o sinal analógico para digital, processar o sinal adquirido digitalmente e fazer os cálculos necessários para o valor final de turbidez do líquido; uma unidade de potência que fornece a quantidade de corrente necessária para o acionamento dos LEDs; e uma unidade de condicionamento do sinal que converte a luz recebida dos LED's em tensão para que o sinal seja interpretado de maneira correta pela mesma unidade de controle e processamento citada anteriormente.

O diagrama de blocos da figura 3.1 representa a visão geral do sistema e sua interação entre os blocos.

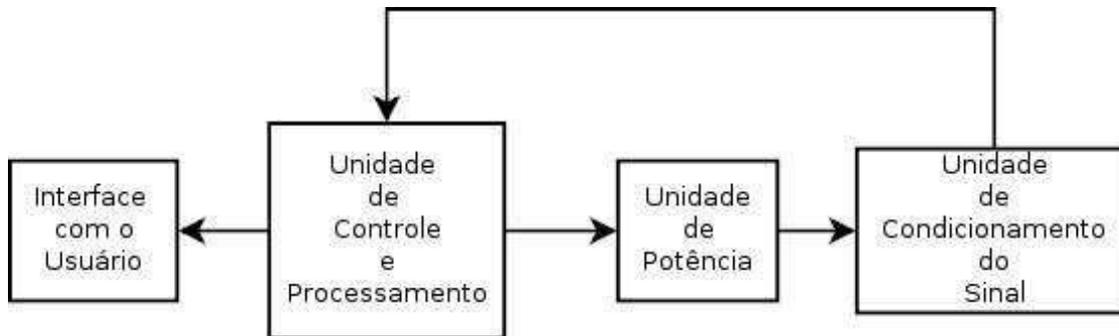


Figura 3.1: Diagrama do sistema geral proposto para a medição turbidimétrica.

3.2 Unidade de Potência

A escolha do LED foi determinada pelo método GLI 2, descrito na seção 2.1.7, cuja principal característica é um comprimento de onda de 860 nm, referente à região infra-vermelha. Conforme Santos e Fatibello-Filho (2011), escolheu-se o LED QED123, da Fairchild Semiconductors, para a construção do equipamento. Este LED possui comprimento de onda de 880 nm na sua máxima intensidade (100 mA). É possível que este LED emita o comprimento de onda de 860 nm caso haja uma corrente de aproximadamente 50 mA passando por ele, conforme Fairchild Semiconductors (2008).

O circuito de acionamento dos dois LEDs necessários para a execução da medição turbidimétrica está ilustrado na figura 3.2. Este circuito é conhecido como dreno de corrente (do inglês *current sink*) e é uma versão adaptado do circuito para dreno de corrente presente em National Semiconductor (2002). O valor de corrente desejada, que é drenada pelo transistor $Q2$, é calculada através do resistor $R4$ e a d.d.p. sobre o mesmo. Pelo comportamento do circuito, o potencial do terminal não aterrado de $R4$ possui o mesmo valor que o potencial da entrada não-inversora do amplificador operacional $U1A$. O valor de tensão desta entrada foi escolhida para ser $(1/4) * V_{cc}$, desta forma têm-se que o valor de $R4$ é de:

$$R4 = \frac{U}{i} = \frac{\frac{1}{4} * 3300}{50} = 16\Omega \quad (3.1)$$

O transistor $Q1$ servirá como chave para ligar ou desligar o LED, sob o controle da unidade de controle e processamento, ao colocar a entrada não-inversora do amplificador operacional $U1A$ no terra, ou seja em 0 V.

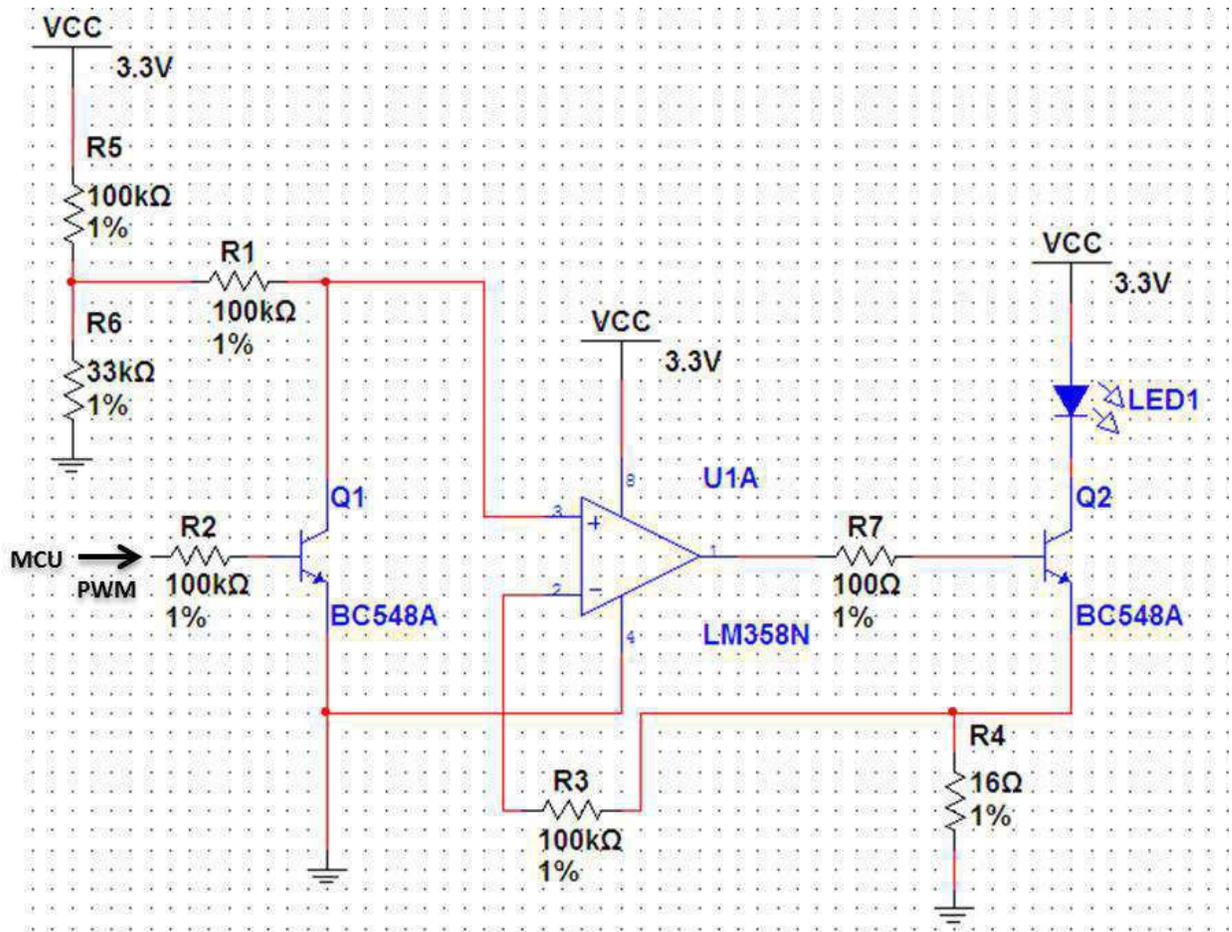


Figura 3.2: Circuito de potência para acionamento dos LED's com 50 mA de corrente.

3.3 Unidade de Condicionamento do Sinal

A luz emitida pelo LED e que atravessa o líquido a ser medido, precisa ser capturada e transformada em um sinal que possa ser lido pela unidade de controle e processamento. Para isto, utiliza-se o fototransistor QSD123, o par sugerido pela Fairchild Semiconductors (2008) do LED QED123. Maiores informações sobre o fototransistor QSD123 podem ser encontradas em Fairchild Semiconductors (2001).

O circuito eletrônico necessário para utilização do fototransistor QSD123 é conhecido por circuito amplificador com coletor comum. O seu modo de operação será o modo ativo, o que significa que o fototransistor gera uma resposta proporcional à luz recebida pelo componente até um certo nível de luz. A partir deste nível o fototransistor se torna saturado e a saída não aumentará, mesmo que a intensidade de luz aumente (Fairchild Semiconductors, 2004). O circuito da figura 3.3 ilustra o circuito utilizado.

O valor correto de R_E para que o circuito trabalhe no modo ativo deve ser calculado de acordo com a equação 3.2 (Fairchild Semiconductors, 2004). O valor de $I_{cc} = 16$ mA foi retirado de Fairchild Semiconductors (2001), sendo este a máxima corrente do coletor I_c em seu estado ligado. Logo têm-se que o valor de R_E permitido para uso como modo ativo é:

$$R_E < \frac{V_{cc}}{I_{cc}} = \frac{3300}{16} = 206\Omega \quad (3.2)$$

O valor de R_E escolhido foi de 180Ω .

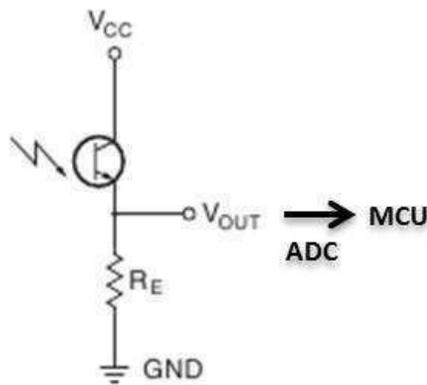


Figura 3.3: Circuito amplificador com coletor comum.

Nota-se a ausência de um filtro anti-falseamento, geralmente utilizada na etapa de condicionamento do sinal, conforme citado na seção 2.3.4. Esta ausência ocorre porque, conforme citado em 2.4.1, para a técnica de modulação por amplitude de pulso, o sinal analógico a ser adquirido deve ser filtrado antes da modulação ocorrer. No entanto para nosso caso, o sinal é gerado após a modulação, o que torna o uso de filtros anti-falseamento desnecessários.

3.4 Unidade de Controle e Processamento

Para a unidade de controle e processamento, utilizou-se o kit de desenvolvimento TWR-MCF51CN-KIT da Freescale Semiconductor. Conforme dito anteriormente, esta unidade é a responsável pelo controle de acionamento dos LEDs, pela aquisição das amostras e pelo processamento do sinal adquirido.

3.4.1 O kit de desenvolvimento TWR-MCF51CN-KIT

A figura 3.4 ilustra o TWR-MCF51N-KIT. Este kit de desenvolvimento possui uma organização modular contendo os módulos:

- **TWR-MCF51CN**: O TWR-MCF51CN é o principal módulo do kit, pois contém o microcontrolador MCF51CN128 responsável por todo o controle e processamento do kit de desenvolvimento. Um maior detalhamento sobre este módulo será feito na seção subsequente.
- **TWR-ELE**: O TWR-ELE, ou "*elevator module*" tem como função principal conectar o microcontrolador e seus módulos periféricos. O Tower System possui diferentes módulos periféricos como módulos de áudio, de LCD gráfico, de memória, de radio frequência, que podem ser montados conforme necessidade da aplicação. O TWR-ELE fornece o circuito de regulação de potência e a integridade estrutural para qualquer montagem do Tower System. Além disso, este módulo fornece os pinos do microcontrolador em um barramento, para fácil conexão.
- **TWR-SER**: O TWR-SER fornece soluções de comunicação USB, ETHERNET, CAN e RS232/485. Este módulo foi muito utilizado durante a etapa de desenvolvimento do turbidímetro aqui proposto, pois a comunicação RS232 foi utilizada durante debug do software e também na transmissão dos dados adquiridos para análise no matlab. A figura 3.5 ilustra este módulo.



Figura 3.4: TWR-MCF51CN-KIT da Freescale Semiconductor.
Fonte: Freescale Semiconductor Inc. (2009b).

The TWR-SER module

- Primary Connector
- CAN Connector
- Ethernet Connector
- RS232/485 Connector
- Mini-AB USB Connector
- Secondary Connector

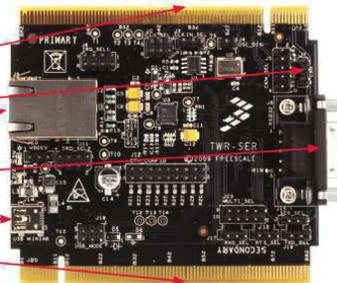


Figura 3.5: O módulo TWR-SER da Freescale Semiconductor.
Fonte: Freescale Semiconductor Inc. (2009b).

3.4.2 O módulo TWR-MCF51CN

O TWR-MCF51CN é o módulo que contém o microcontrolador. Ele pode operar só, ou como a placa de controle principal em um sistema Tower e contém como principais características:

- Microcontrolador MCF51CN128 da família Colfire V1 que será o responsável pelo controle e processamento de toda aplicação;
- Circuito de Debug Open Source (OSBDM) que permite a gravação e o debug da aplicação no microcontrolador e também, no caso desta aplicação, fornecerá energia para todo o circuito eletrônico utilizado, inclusive os externos ao sistema Tower;
- Conector expensor via conexão do elevador primário do TWR-ELE que permitirá a conexão com circuitos eletrônicos externos ao sistema Tower.

O diagrama de blocos da figura 3.6 ilustra as características do TWR-MCF51CN e suas interações. Mais detalhes sobre este módulo podem ser encontrados em (Freescale Semiconductor Inc., 2011).

O microcontrolador MCF51CN128

O MCF51CN128 é um microcontrolador de 32 bits de alto desempenho pertencente à família Coldfire V1. Dentre todas as suas características, aquelas que mais interessam a este projeto são:

- Unidade central de processamento tipo Coldfire V1 com 32 bits, oferecendo um clock de até 50.33 Mhz quando alimentado de 3.6V a 3.0V;
- Memória interna de 128 Kb do tipo Flash e 24 Kb de memória ram;
- Conversor analógico-digital (ADC), por aproximação sucessiva, de até 12 canais, com 12 bits de resolução e 2.5 μ s de tempo de conversão;

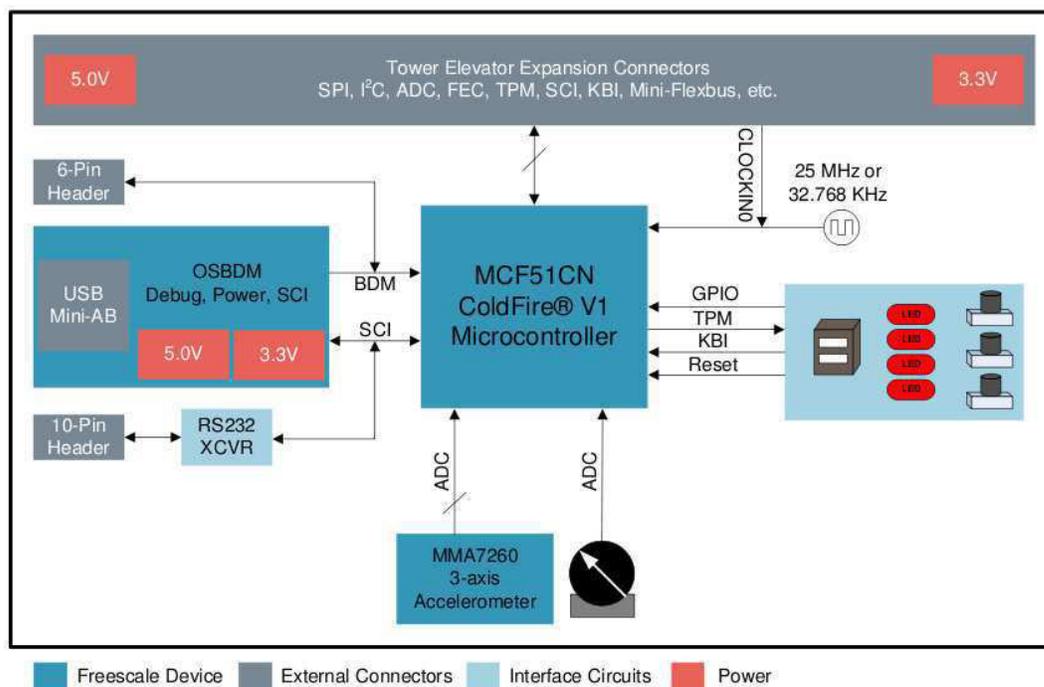


Figura 3.6: Diagrama de blocos do módulo TWR-MCF51CN.

Fonte: Freescale Semiconductor Inc. (2011).

- Dois módulos Temporizador/Modulador de Largura de Pulso (TPM) com 3 canais e 16 bits de resolução que suportam captura de entrada, comparação de saída e função de modulador de largura de pulso alinhado ao centro ou à borda em cada canal;
- Três módulos de interface de comunicação serial (SCI) full-duplex, com taxa de transmissão programável, operando por polling ou por interrupção;
- Entradas e Saídas, sendo que até 70 pinos podem ser utilizados como entradas e saídas de propósito geral (GPIO's). Todos GPIO's possuem pinos multiplexadores de controle, que selecionam entre suas funções alternativas. Há também 16 pinos com interrupção de teclado (KBI).

A descrição completa do microcontrolador MCF51CN128 pode ser encontrada em Freescale Semiconductor Inc. (2009a).

3.4.3 O controle de acionamento dos LED's

Para aplicar a técnica de modulação por amplitude de pulso, descrita na seção 2.4 é necessário gerar a onda portadora, que para este caso será um trem de pulsos (conforme figura 2.18(b)). Para isto, utiliza-se o módulo Temporizador/Modulador de largura de pulso do microcontrolador. Este módulo irá gerar na sua saída uma onda retangular com ciclo de trabalho configurável capaz de acionar os LED's (através de transistores como o $Q1$ da figura 3.2), que por sua vez irão transmitir o sinal pulsante a ser modulado pelo líquido.

O controle de acionamento dos LED's é feito através dos 2 módulos Temporizador/Modulador de largura de pulso (TPM1 e TPM2) presentes no microcontrolador MCF51CN128. Para que este controle ocorra, o contador principal de cada módulo é configurado para reiniciar a cada 500 μs durante todo o período de aquisição dos sinais. Um canal de cada módulo (no caso, o Canal 0) está configurado como modulador de largura de pulso alinhado à borda, com início em alto nível e ciclo de trabalho de 10%. Isto quer dizer que o sinal na saída do Canal 0 inicia em alto nível (3300 mV) e é invertido (para 0 V) após o contador principal atingir o valor referente à 50 μs , voltando ao nível alto quando o contador principal reiniciar (após atingir o valor referente a 500 μs). O Canal 0 de cada TPM está ligado a um transistor de chaveamento (como o $Q1$ da figura 3.2), fazendo com que cada LED acenda por 50 μs e fique apagado por 450 μs , o que resulta em uma onda portadora com uma frequência de 2000 Hz.

O uso dos dois módulos TPM's deve-se às duas fases do método GLI 2, sendo que para cada fase apenas um LED é utilizado (recebendo o sinal de onda retangular), enquanto o outro LED fica sempre desligado. Isto é feito através da propriedade deste microcontrolador de multiplexar os seus pinos de saída, alternando-os entre GPIO e canal de saída dos módulos TPM's. O diagrama da figura 3.7 ilustra esta característica.

Esta especificação de frequência, surge de duas situações: o tempo de estabilização do sinal capturado pelos fototransistores (após inversão do nível do sinal) é por volta de 36 μs ; e o ciclo de trabalho de 10%, conforme sugerido em Haykin (2001), para que haja uma distorção na amplitude menor do que 0.5%. Dessa forma, utilizou-se uma largura de pulso de 50 μs que será 10% do ciclo de trabalho de um período de 500 μs .

O funcionamento detalhado dos módulos Temporizador/Modulador de largura de pulso

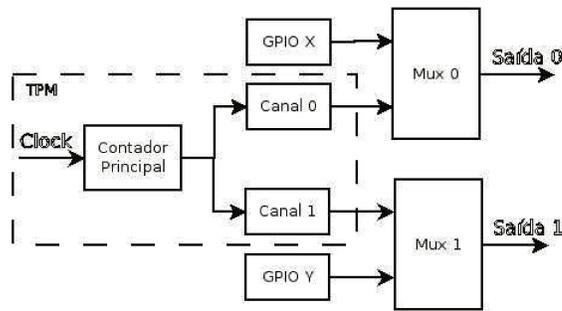


Figura 3.7: Diagrama de blocos que representa a multiplexação dos pinos do microcontrolador entre GPIO e canal de saída do módulo TPM1

(TPM), bem como a configuração de seus registradores para que eles trabalhem da forma apresentada pode ser encontrado em Freescale Semiconductor Inc. (2011).

3.4.4 O controle da aquisição do sinal

Como descrito na seção 3.4.3, os módulos TPM's geram a onda portadora que será emitida pelos LED's e modulada pelo liquido. Este sinal modulado é então capturado pelos fototransistores e condicionado (conforme a seção 3.3) para que possa ser lido pelos canais de conversão analógico-digital do microcontrolador. Para dar continuidade ao processo de modulação por amplitude de pulso, o sinal na entrada do conversor do microcontrolador precisa ser amostrado no mesmo instante do pulso, conforme descreve a técnica apresentada na seção 2.4. Para a viabilidade desta situação, utiliza-se em conjunto dois módulos do microcontrolador MCF51CN128: o modulo conversor analógico-digital (ADC12) e novamente o modulo Temporizador/Modulador de largura de pulso (TPM).

As principais configurações do módulo ADC12 para que ele trabalhe como o esperado são: exibir o resultado da conversão em 12 bits, ter o controle do disparo da conversão via software, realizar apenas uma conversão por disparo e possuir sua interrupção habilitada. Desta forma, a conversão ocorrerá somente no instante desejado pelo software e quando ocorrer haverá um desvio de fluxo do programa para a interrupção do ADC12, que preencherá o buffer correto com o valor adquirido. O preenchimento do buffer correto está sujeito a fase em execução do método GLI 2 (descrito em 2.1.7). Serão no total 4 buffers a serem preenchidos, 2 para cada fase, sendo 1 para a luz transmitida e outro para a luz dispersada. A necessidade de adquirir luz transmitida e luz

dispersada durante uma mesma fase, implica na utilização de dois canais do módulo ADC12, o Canal ADC3 e o Canal ADC2.

Para que as aquisições ocorram no momento certo, utiliza-se o Canal 1 e o Canal 2 de cada TPM. Como o contador principal de cada módulo TPM já está configurado conforme citado na seção 3.4.3, o Canal 1 deve ser configurado com sua interrupção habilitada para que haja um desvio no fluxo de programa quando o contador principal atingir 8% do seu ciclo de trabalho (40 μ s). Neste momento um dos LED's estará ligado devido a presença do pulso no sinal. Este desvio para a interrupção do Canal 1 do modulo TPM levará a um disparo na conversão do módulo ADC12, no Canal ADC3, o qual estará ligado ao emissor do fototransistor (V_{out} da figura 3.3) localizado na frente do LED aceso (nesta fase, e apagado na outra fase).

O fim da conversão do canal ADC3 causará um outro desvio de fluxo do programa, agora para a interrupção do ADC12, onde será armazenado o valor adquirido no buffer referente a luz transmitida e haverá um novo disparo para a conversão do canal ADC2. O canal ADC2 é responsável pela aquisição do sinal vindo do fototransistor posicionado a 90° do LED aceso. Após o fim da conversão, haverá outro desvio no fluxo do programa para a interrupção do ADC12, onde o buffer - referente a luz dispersada - é preenchido com o valor adquirido. A mesma lógica é usada para o Canal 2 dos TPM's, só que a aquisição ocorre a 90% do ciclo de trabalho do contador principal. Nesta momento o LED está apagado. Esta rotina é executada até o preenchimento total dos buffers desta fase. A partir daí, a interrupção do ADC12 para a contagem dos TPM's e o processo de aquisição termina. Cada buffer referente à fase executada possuirá uma aquisição com o LED aceso e com o LED apagado alternadamente. A figura 3.8 ilustra em diagrama de blocos a ideia aqui apresentada.

O funcionamento detalhado dos módulos Temporizador/Modulador de largura de pulso (TPM) e conversor analógico-digital ADC12, bem como a configuração de seus registradores para que eles trabalhem da forma apresentada, pode ser encontrado em Freescale Semiconductor Inc. (2011).

3.4.5 O processamento do sinal

O sinal adquirido pelo microcontrolador através do processo de demodulação síncrona - o sinal é adquirido na mesma frequência da onda portadora - ainda não é o sinal original desejado,

pois o sinal adquirido possui espectros do sinal original repetidos periodicamente no período de amostragem, conforme a seção 2.3.1. Para a obtenção do sinal original é necessário realizar o processo de filtragem que consiste em passar o sinal adquirido por um filtro passa baixa, conforme seção 2.4. Como o sinal esperado é um sinal de frequência muito baixa, próximo a zero Hz, utiliza-se o filtro (projetado de acordo com a seção 2.5.4) com as seguintes características:

- $a_{pass} = -3dB$;
- $a_{stop} = -60dB$;
- $f_{pass} = 10Hz$;
- $f_{stop} = 200Hz$.

A função de transferência encontrada para este filtro é:

$$H(z) = (0.0002419) \frac{1 + 2z^{-1} + 1z^{-2}}{1 - 1.956z^{-1} + 0.9565z^{-2}} \quad (3.3)$$

A escolha destas características do filtro passa baixa foi feita com os seguintes requisitos em mente:

- Tamanho da memória do microcontrolador
 - O número de pontos para cada sinal adquirido não pode ser alto devido à quantidade reduzida de memória RAM do microcontrolador, o que levou a escolha de 256 pontos para cada sinal - que ocupam 8% da memória, apenas para armazenar estes sinais.
- Tempo total para exibição do resultado final
 - O método GLI 2, requer um tempo de exibição do resultado medido a cada 250 ms.

A relação das características do filtro com o número de pontos dos sinais e com a demora para a exibição do resultado final acontece no tempo de estabilização da resposta ao degrau do filtro. O

sinal deve ter uma quantidade de pontos suficientes que ultrapasse este tempo de estabilização - a partir de onde se encontram o valor correto da amplitude - e este tempo de estabilização não pode prolongar a exibição do resultado final medido.

Os gráficos de repostas ao degrau, ao impulso e gráfico de Bode para o filtro da equação 3.3 estão ilustrados em 3.9, 3.10 e 3.11, respectivamente. Analisando o gráfico 3.11, percebe-se que a atenuação em -3 dB (a_{pass}) ocorre exatamente em 10 Hz ou 62.83 rad/s (f_{pass}). O gráfico de resposta ao degrau 3.9 apresenta um tempo de estabilização de 0.095 segundos, referentes a 190 pontos da onda adquirida. Com os 256 pontos escolhidos têm-se 60 pontos com amplitude correta a serem tratados, o que é considerado suficiente para um sinal DC.

Após a passagem do filtro, será feita a média aritmética do intervalo entre o ponto 190 e o ultimo ponto do buffer, no caso 256, para cada sinal gerado, e o fator RS , apresentado na seção 2.1.6, será calculado de acordo com a equação 2.7.

Uma técnica semelhante à utilizada por García *et al.* (2007) será utilizada para levantar a curva de calibração $RS \times NTU$, e a partir desta curva serão realizadas as medições de turbidez de qualquer líquido.

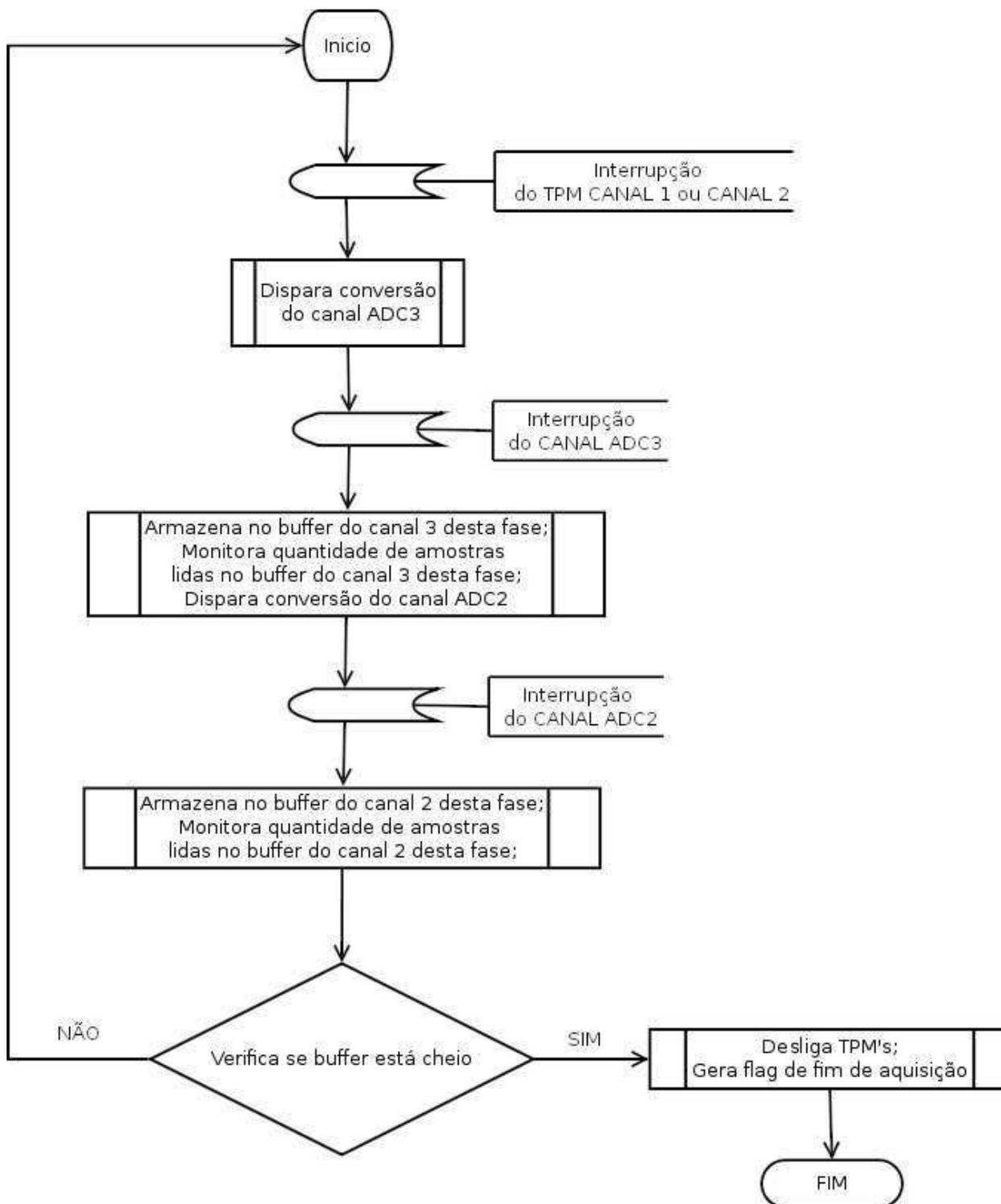


Figura 3.8: Fluxograma que representa o controle da aquisição dos sinais emitidos pelos LED's após condicionamento dos mesmos.

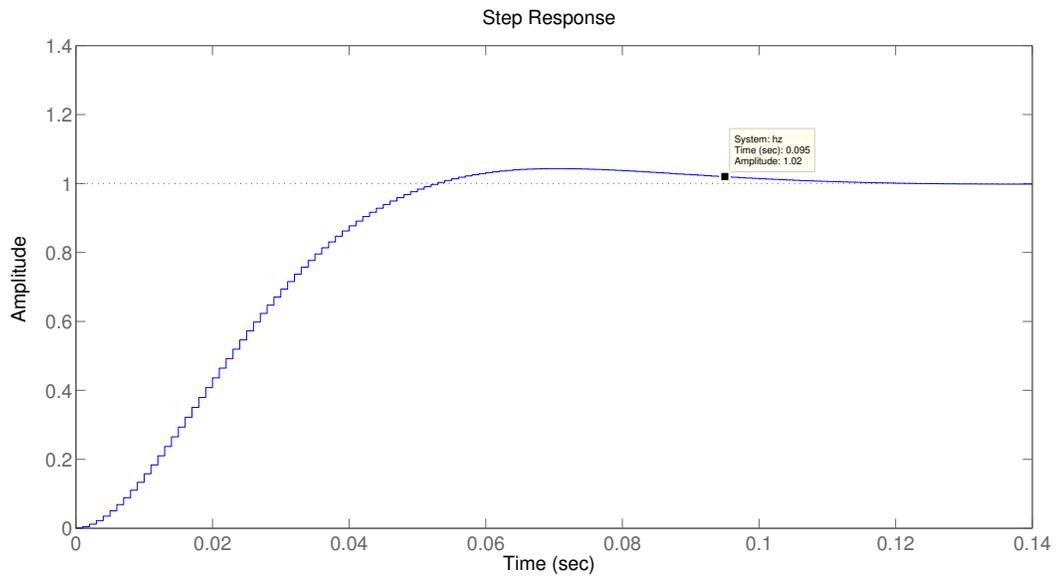


Figura 3.9: Resposta ao degrau do filtro $H(z)$.

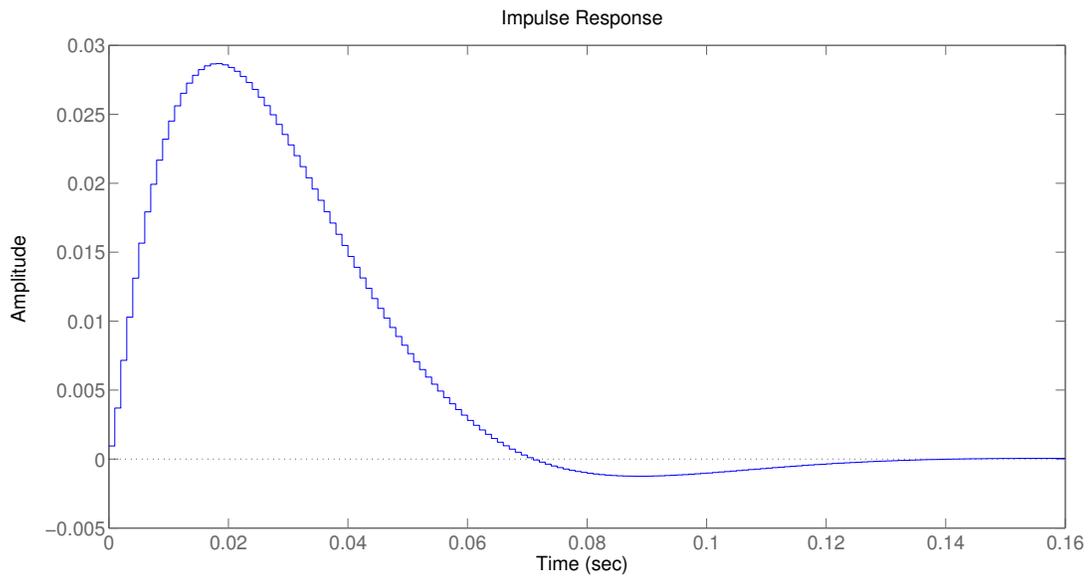


Figura 3.10: Resposta ao impulso do filtro $H(z)$.

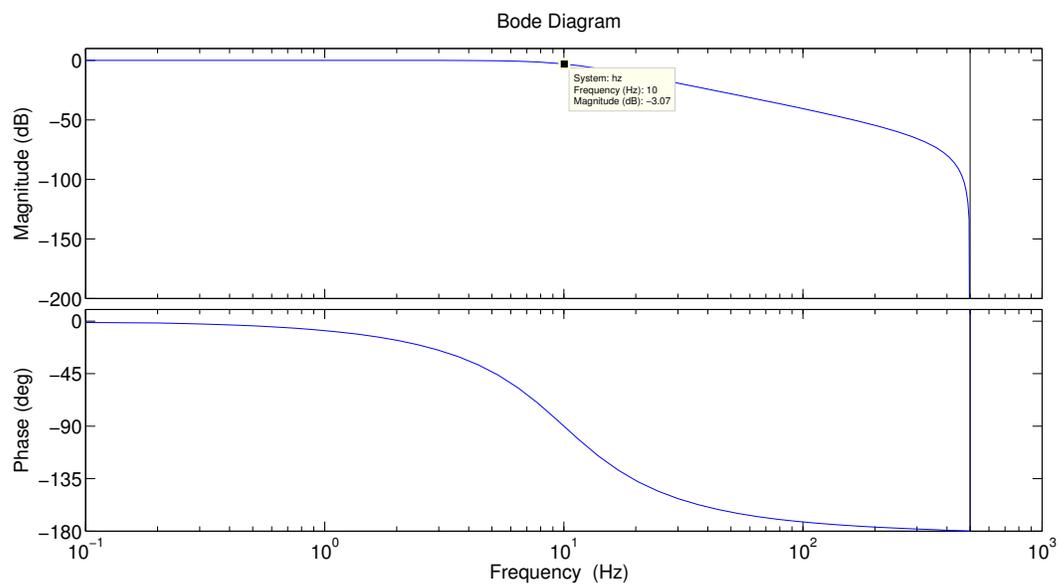


Figura 3.11: Gráfico de Bode do filtro $H(z)$.

4 Resultados e Discussão

Testes parciais foram realizados para se avaliar o comportamento do sistema construído. As figuras 4.1, 4.2, 4.3 e 4.4 representam a resposta de uma solução de 1 ml de tinta para tecido preta (previamente diluída de forma arbitrária) em 9 ml de água potável. Essas figuras se assemelham bastante à resposta ao degrau unitário do filtro teórico calculado na seção 3.4.5 e ilustrada em 3.9. Isto acontece porque o sinal adquirido antes da filtragem digital pode ser considerado como uma entrada do tipo degrau. É interessante observar também que a relação sinal-ruído é baixa para os sinais dispersados, conforme figuras 4.2 e 4.4, ou seja, a intensidade (potência) do sinal adquirido é baixa o suficiente para que o ruído cause grande interferência no sinal.

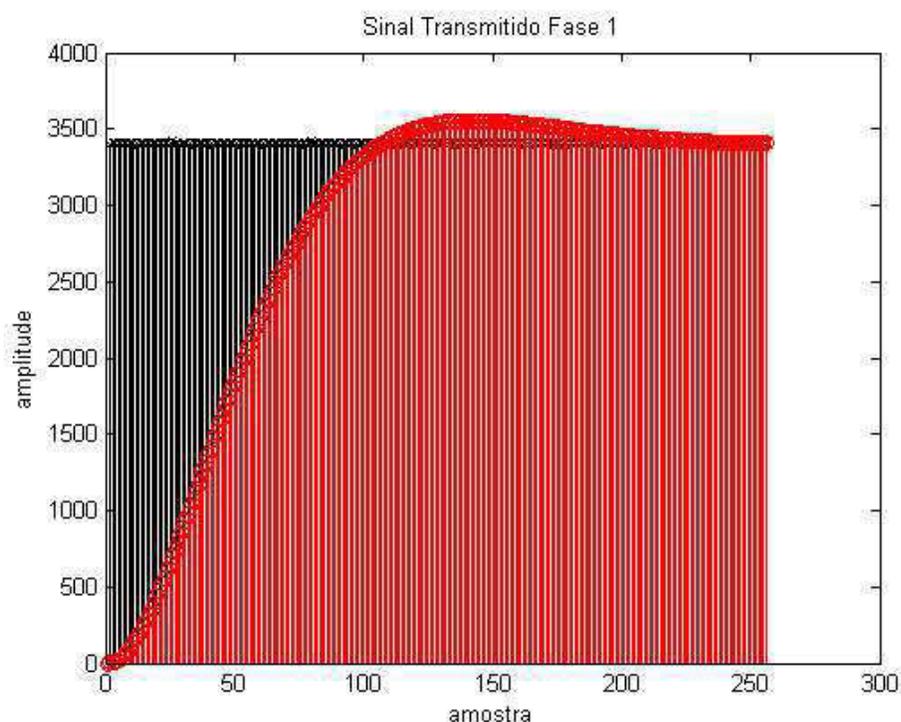


Figura 4.1: Sinal transmitido durante Fase 1 para solução de 1/9.

A figura 4.5 ilustra o comportamento do sistema em diferentes concentrações da solução de tinta preta para tecido. Conforme pode se perceber, há um aumento do fator RS à medida que se aumenta a concentração da solução. Este comportamento ocorre de forma correta, visto que quanto maior a concentração da solução, maior a dispersão (numerador de RS) e menor a transmissão (denominador de RS) da luz.

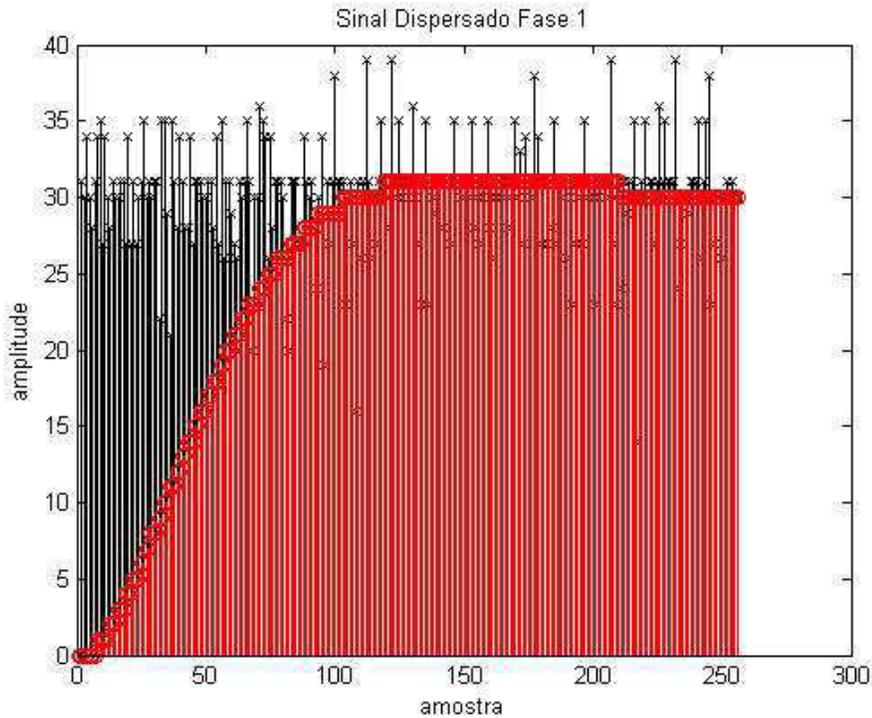


Figura 4.2: Sinal dispersado durante Fase 1 para solução de 1/9.

O protótipo do equipamento está ilustrado na figura 4.6. Após a montagem final do sistema, notou-se que algumas amostras do sinal estavam sendo adquiridas antes de sua estabilização. Inicialmente, foi observado que a estabilização do sinal ocorria após $36 \mu\text{s}$ do acendimento do LED, no entanto após a montagem final, algumas amostras adquiridas em 40 e $450 \mu\text{s}$ apresentavam valores discrepantes das demais. A suspeita de que o sinal estava sendo adquirido antes de sua estabilização foi confirmada quando passou-se a adquirir corretamente todas as amostras após 60 e $850 \mu\text{s}$ do acionamento do LED. Desta forma, foi necessário alterar a frequência da onda portadora para 1000Hz para se adquirir o sinal em momentos estáveis. Como o método GLI 2 faz leituras a cada 500 ms e nesta nova abordagem as amostras eram adquiridas entre tempos maiores, utilizou-se uma quantidade menor de amostras em cada buffer para que se respeitasse o intervalo de 500 ms, reduzindo de 256 para 180 amostras por buffer.

A redução do número de amostras a serem adquiridas para cada buffer só foi possível devido a uma nova abordagem para o cálculo correto da amplitude do sinal após a passagem pelo filtro digital. Ao invés de se considerar os pontos após a estabilização da saída do filtro - 180 pontos não são suficientes para a estabilização da saída do filtro digital proposto inicialmente - considerou-

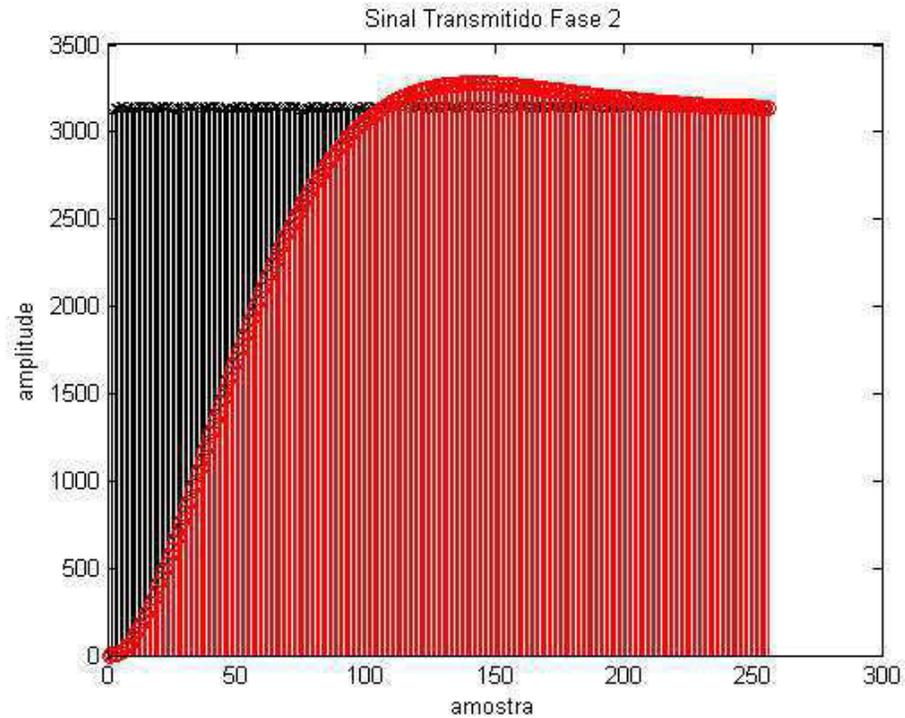


Figura 4.3: Sinal transmitido durante Fase 2 para solução de 1/9.

se os pontos no qual o sinal cruza a resposta ao degrau pela primeira vez. A amplitude de cada sinal será calculada tirando-se a média aritmética das amostras 175 a 180, pois estes pontos são os mais próximos do ponto no qual a saída do filtro digital atinge pela primeira vez a amplitude 1. Com esta abordagem pode-se também restringir ainda mais a banda de passagem do filtro digital implementado de $f_{pass} = 10 \text{ Hz}$, para $f_{pass} = 3 \text{ Hz}$.

O novo filtro digital proposto apresenta as seguintes características:

- $a_{pass} = -3dB$;
- $a_{stop} = -80dB$;
- $f_{pass} = 3Hz$;
- $f_{stop} = 150Hz$.

A função de transferência para o novo filtro encontrado é:

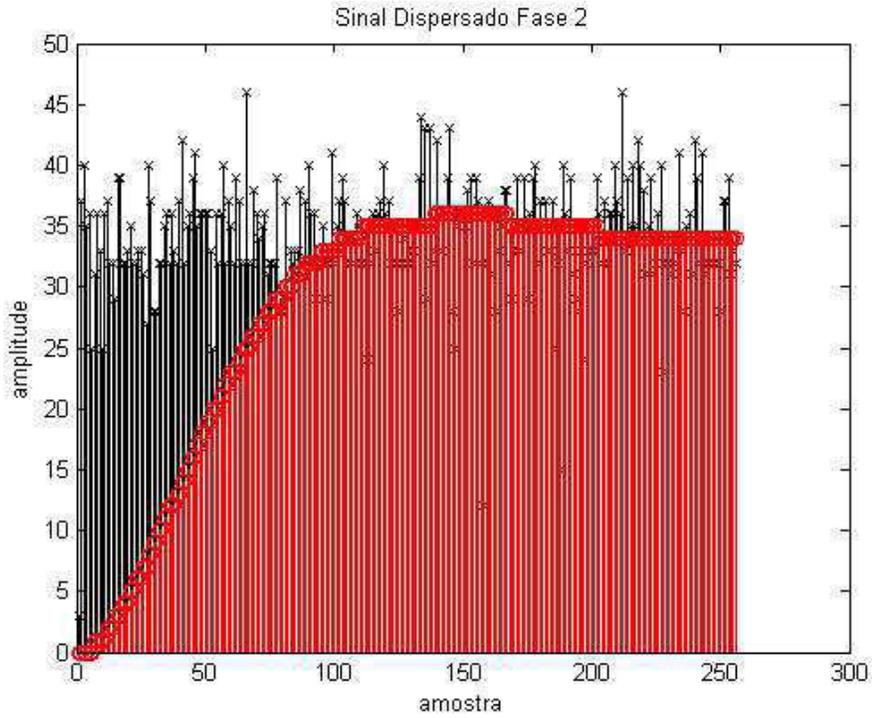


Figura 4.4: Sinal dispersado durante Fase 2 para solução de 1/9.

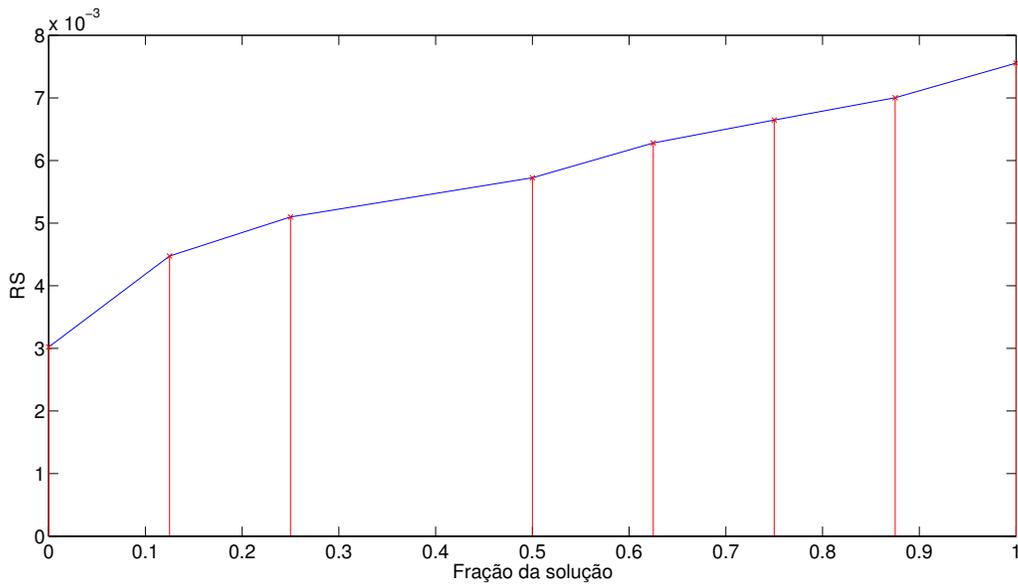


Figura 4.5: Resposta do sistema proposto para diferentes concentrações da solução de tinta preta para tecido.

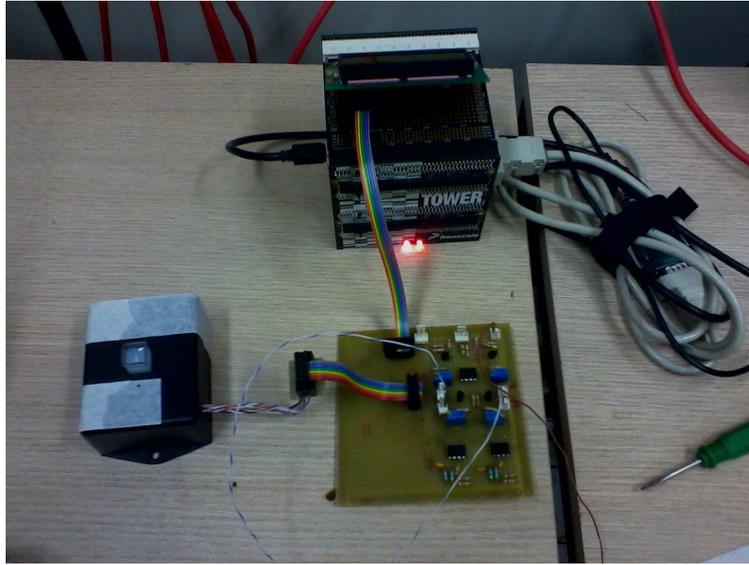


Figura 4.6: Protótipo do turbidímetro de baixo custo proposto.

$$H(z) = (0.00008786) \frac{1 + 2z^{-1} + 1z^{-2}}{1 - 1.973z^{-1} + 0.9737z^{-2}} \quad (4.1)$$

O diagrama de bode e a resposta ao degrau deste filtro estão representados nas figuras 4.7 e 4.8.

A partir de uma solução de formazina 4000 NTU, preparou-se soluções diluídas de 2000, 1000, 500, 250, 125, 62,5, 31,25, 20, 15,5, 10, 7,75, 3,825 NTU para calibração do equipamento (vide figura 4.9). A curva de resposta do turbidímetro está representada na figura 4.10. A equação que descreve a curva é $56,8873 * 10^{-6}x + 8,0875 * 10^{-3}$ com coeficiente de determinação $R^2 = 0.9983$.

A figura 4.11 contém uma visão mais próxima à região de baixo índice de turbidez. Nesta região percebe-se que o equipamento não apresenta linearidade abaixo de 15.5 NTU, impossibilitando a determinação de turbidez para esta faixa.

As figuras 4.12 a 4.15 ilustram os sinais transmitidos e dispersados das soluções de 0 NTU e formazina 4000 NTU. Para a solução de 0 NTU, os sinais transmitidos apresentam amplitude maior do que os sinais da solução 4000 NTU, enquanto que os sinais dispersados apresentam amplitude menor daqueles da solução 4000 NTU. É desta forma que o sistema deveria se comportar. Para a

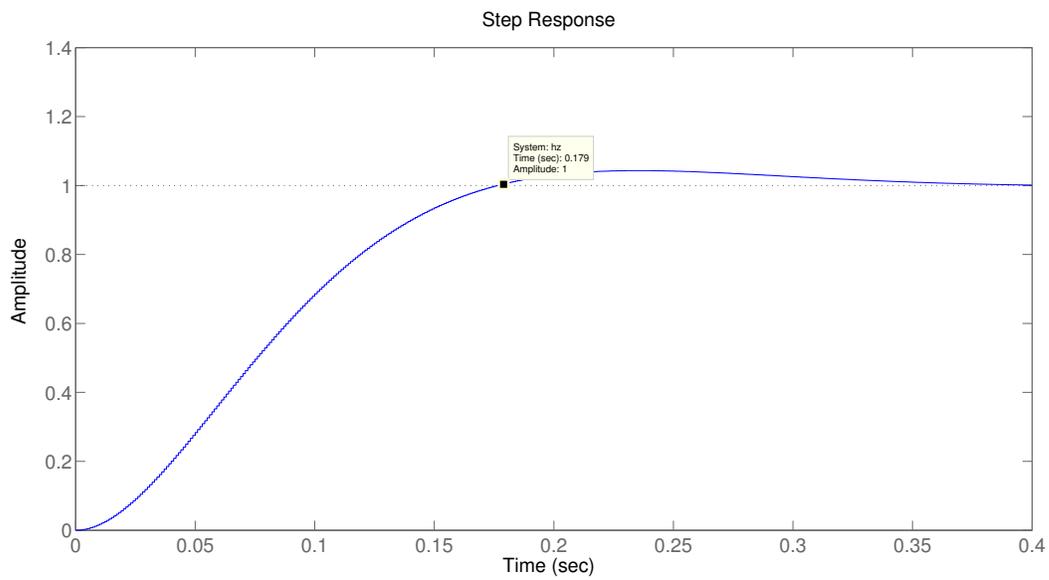


Figura 4.7: Resposta ao degrau unitário do filtro passa-baixas Butterworth cuja FT é a equação 4.1.

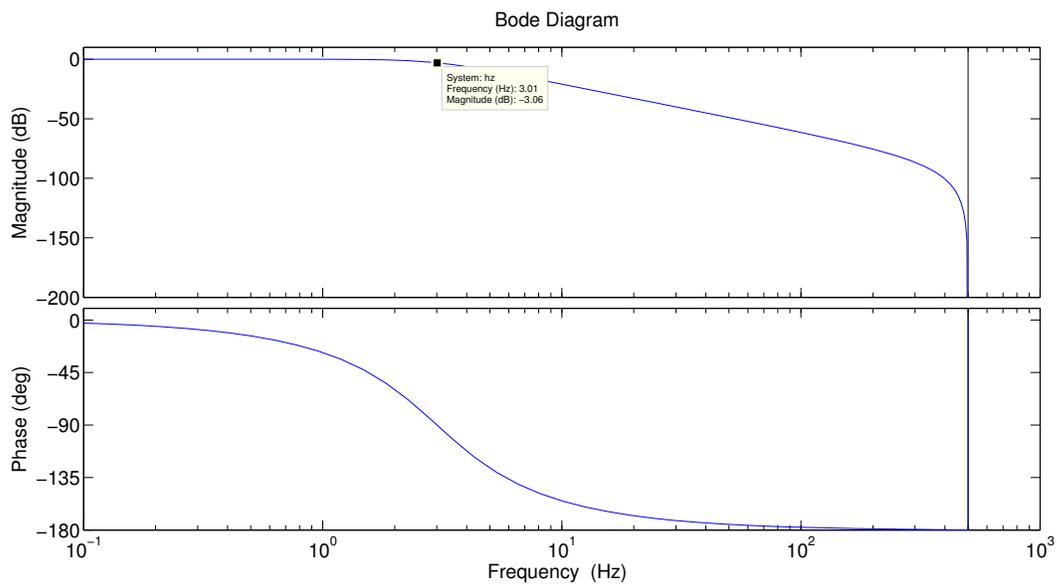


Figura 4.8: Diagrama de Bode do filtro passa-baixas Butterworth cuja FT é a equação 4.1.



Figura 4.9: Soluções preparadas a partir da diluição da formazina 4000 NTU para calibração do turbidímetro.

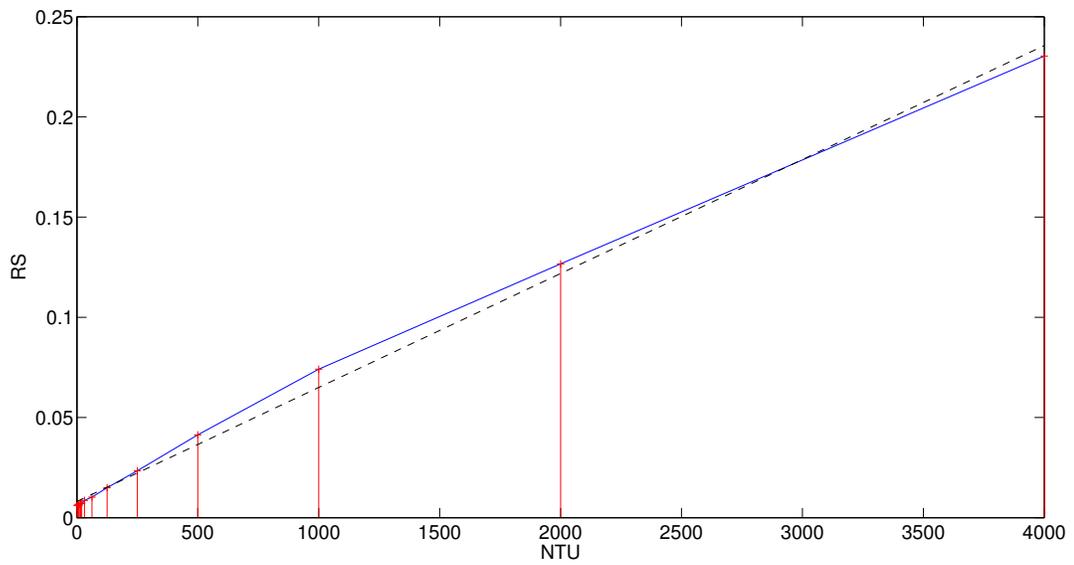


Figura 4.10: Curva de resposta do turbidímetro de baixo custo proposto.

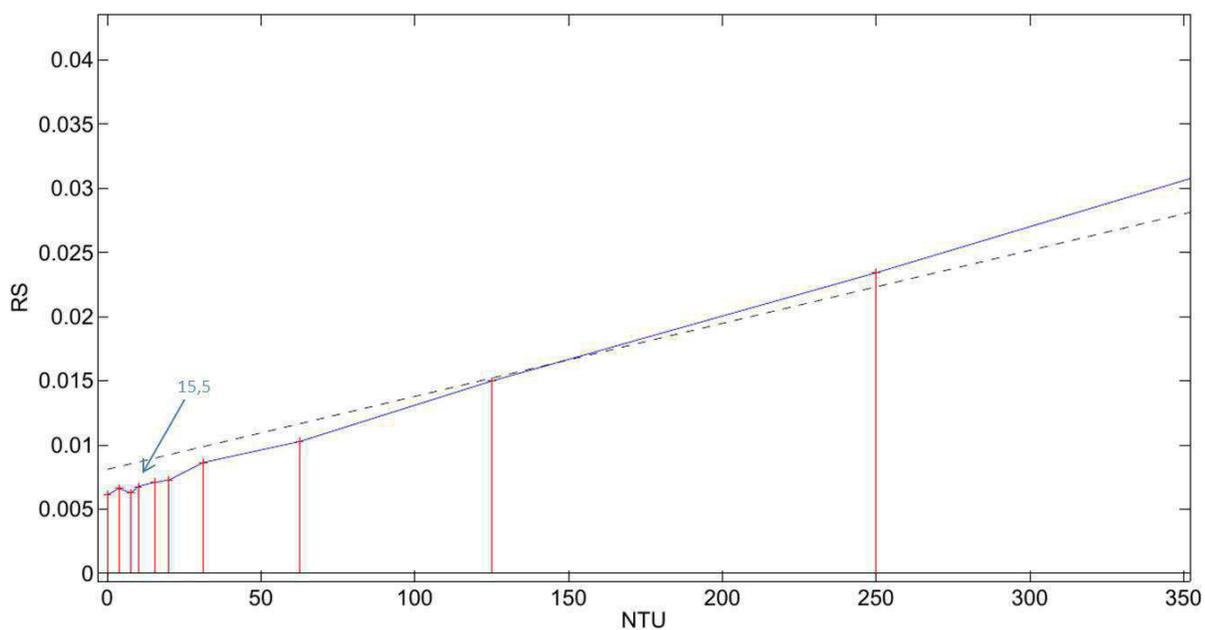
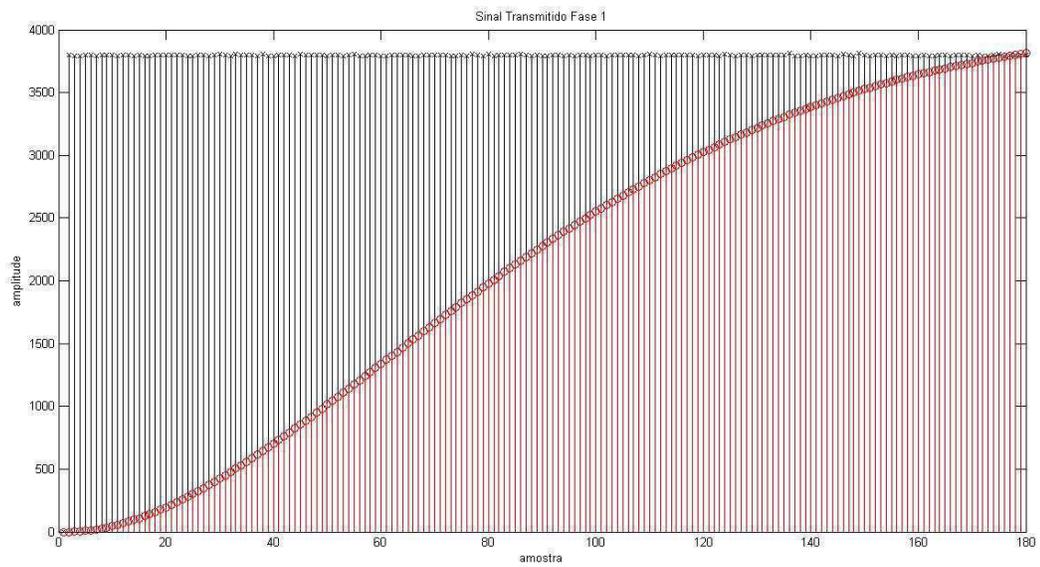


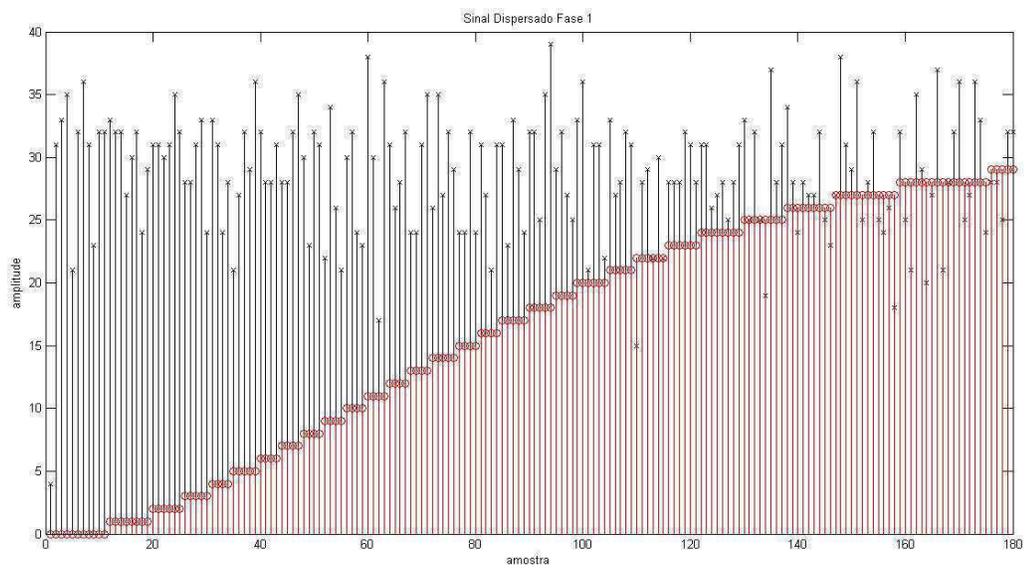
Figura 4.11: Curva de resposta do turbidímetro de baixo custo proposto com visão aproximada da região de baixa turbidez.

solução de 0 NTU, os sinais das figuras 4.12(b) e 4.13(b) apresentam muita interferência, o que indica uma relação sinal-ruído ruim, diferente do que acontece nas figuras 4.14(b) e 4.15(b).

As rotinas do software desenvolvidas para o controle de acionamento dos leds, para o controle da aquisição do sinal e para o processamento do sinal se encontram nos apêndices A, B, C.

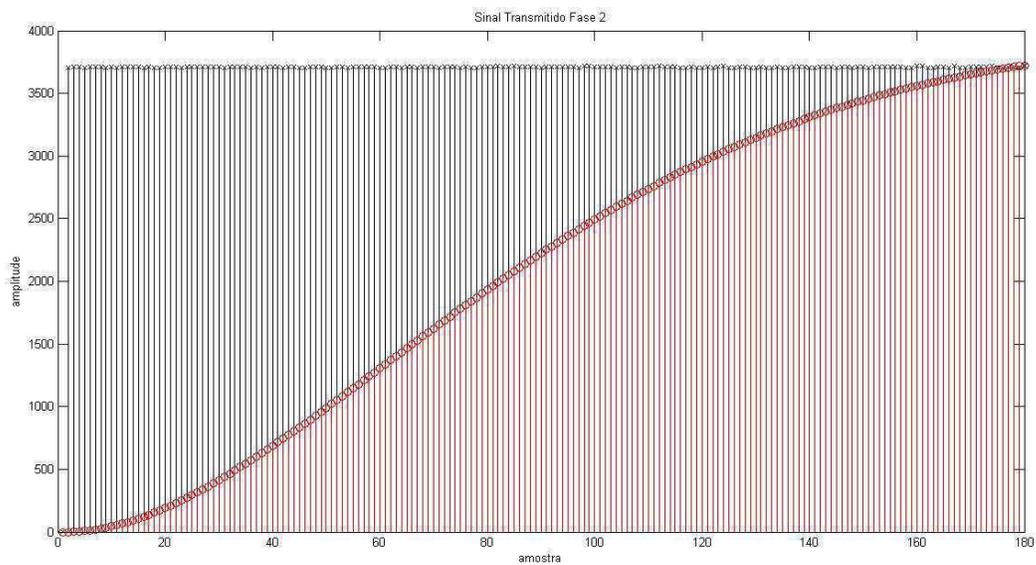


(a) Sinal transmitido durante Fase 1 da solução de 0 NTU

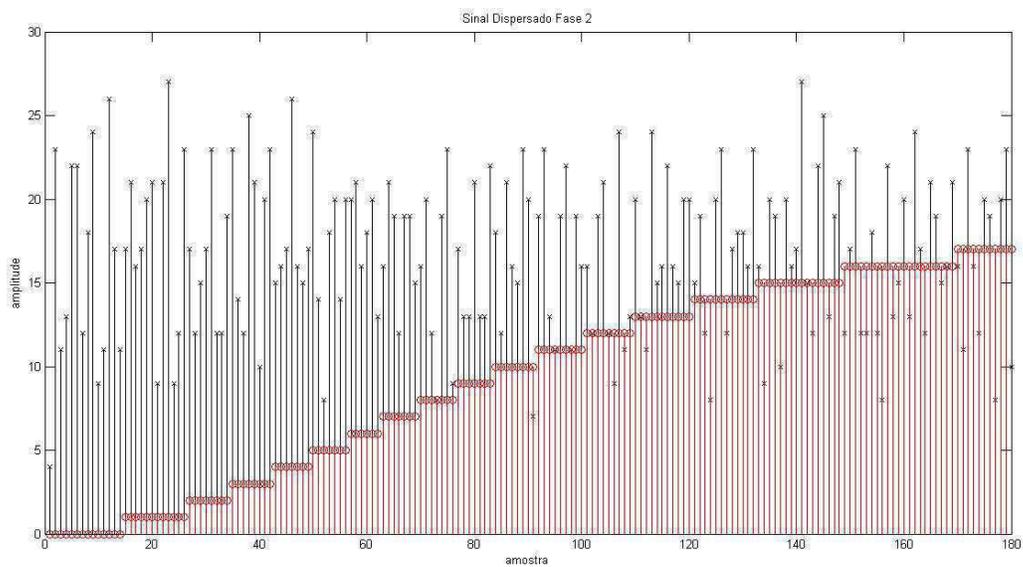


(b) Sinal dispersado durante Fase 1 da solução de 0 NTU

Figura 4.12: Sinais adquiridos durante a Fase 1 da medição da solução de 0 NTU.

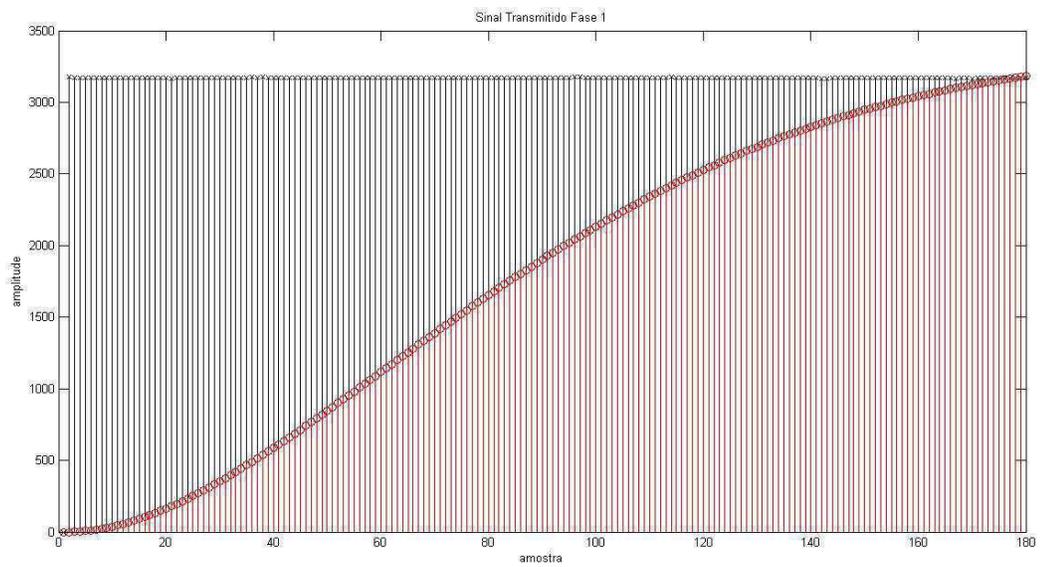


(a) Sinal transmitido durante Fase 2 da solução de 0 NTU

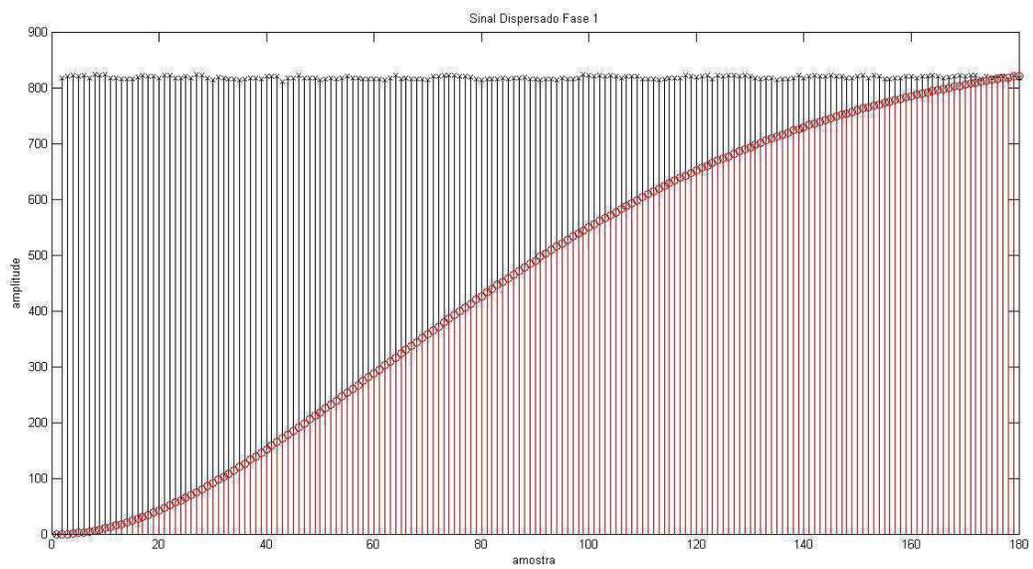


(b) Sinal dispersado durante Fase 2 da solução de 0 NTU

Figura 4.13: Sinais adquiridos durante a fase 2 da medição da solução de 0 NTU.

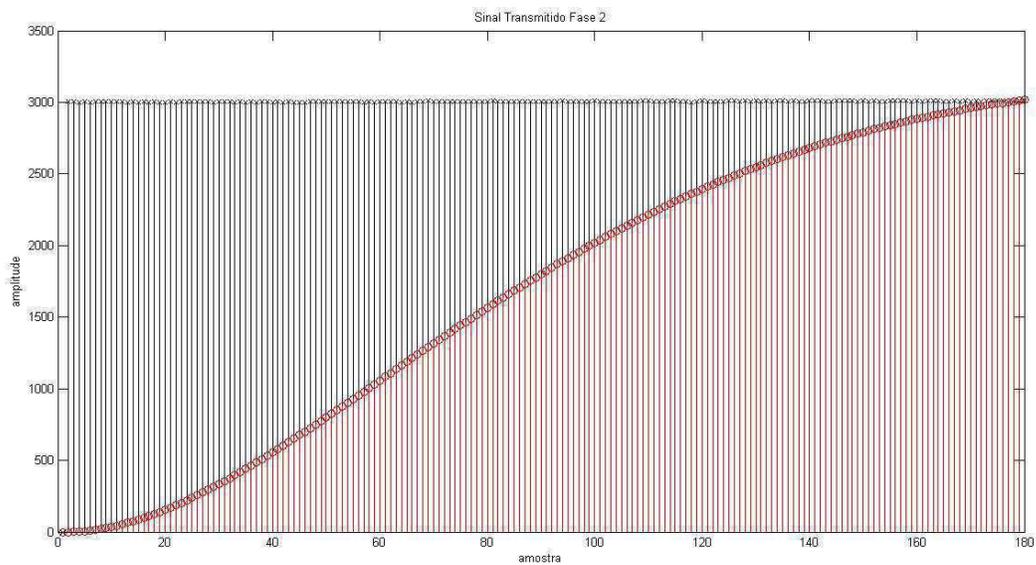


(a) Sinal transmitido durante Fase 1 da solução de 4000 NTU

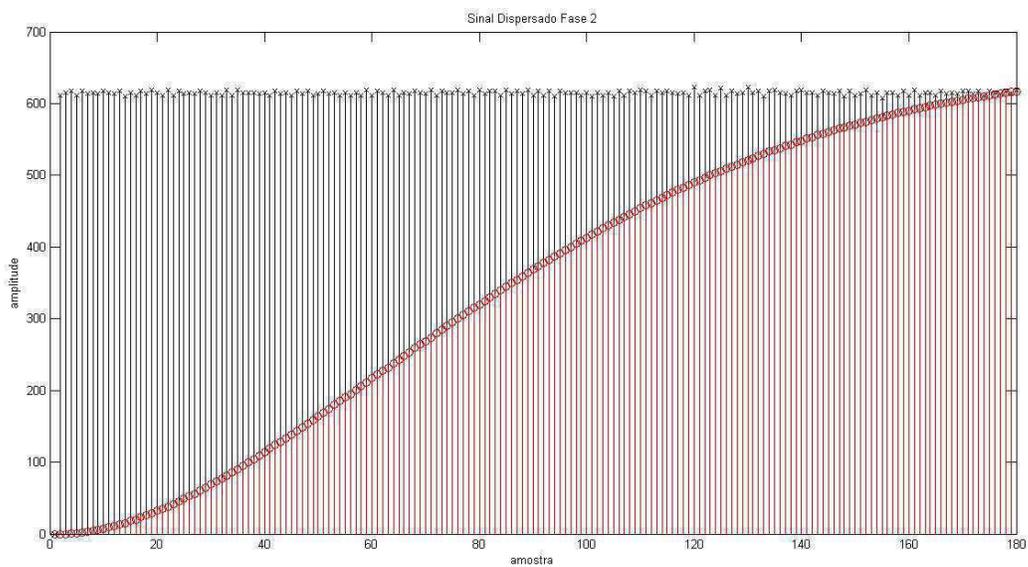


(b) Sinal dispersado durante Fase 1 da solução de 4000 NTU

Figura 4.14: Sinais adquiridos durante a Fase 1 da medição da solução de 4000 NTU.



(a) Sinal transmitido durante Fase 2 da solução de 4000 NTU



(b) Sinal dispersado durante Fase 2 da solução de 4000 NTU

Figura 4.15: Sinais adquiridos durante a Fase 2 da medição da solução de 4000 NTU.

5 Conclusões e Perspectivas

O turbidímetro de baixo custo construído consegue medir uma faixa de 16 a 4000 NTU, o que seria insuficiente para se considerar uma amostra de água apropriada para consumo. World Health Organization (2008) especifica 1 NTU para se considerar água potável nas estações de tratamento de água, no entanto o valor de 5 NTU já é aceito pelos consumidores. Como os efluentes industriais já são impróprios para o consumo, considera-se esta faixa suficiente para medir seus níveis de turbidez, podendo-se determinar limites que atenuem o impacto no meio-ambiente. Para níveis de turbidez abaixo de 16 NTU, as medições estão imprecisas devido à pequena relação sinal-ruído. Substituir o fototransistor por um fotodiodo com um circuito amplificador conforme García *et al.* (2007) melhoraria as medições nesta faixa. A aplicação da técnica de modulação por amplitude de pulso mostrou-se bem efetiva, principalmente ao corrigir deslocamentos do sinal. O processamento do sinal funcionou corretamente, sendo que o filtro digital se comportou conforme a simulação no MATLAB.

Para futuros projetos, indica-se a melhoria da medição em níveis de turbidez abaixo de 16 NTU, a implementação de interfaces com o usuário e a inclusão de interfaces de comunicação para integração do equipamento a sistemas de monitoramento de produção.

REFERÊNCIAS

BAKER, B.C. **Anti-Aliasing, Analog Filters for Data Acquisition Systems**. Microchip Technology Inc., Estados Unidos da América, 1999. Application Note 699.

CLESCERI, L.S.; GREENBERG, A.E. e EATON, A.D. **Standard Methods for the Examination of Water and Wastewater**. American Public Health Association, American Water Works Association, Water Environment Federation, 19th ed., 1995.

COUCH, L.W. **Digital and Analog Communications Systems**, capítulo 3. Prentice-hall International, Inc., 1997.

FAIRCHILD SEMICONDUCTORS. **QSD122, QSD123, QSD124 Plastic Silicon Infrared Phototransistor**. Fairchild Semiconductors, Julho 2001. Datasheet.

FAIRCHILD SEMICONDUCTORS. **Design Fundamentals for Phototransistor Circuits**. Fairchild Semiconductors, Abril 2004. Application Note AN-3005.

FAIRCHILD SEMICONDUCTORS. **QED121, QED122, QED123 Plastic Infrared Light Emitting Diode**. Fairchild Semiconductors, Agosto 2008. Datasheet.

FOWLER, K. Data Processing in Measurement Instrumentation. **IEEE Instrumentation & Measurement Magazine**, pp. 36–42, 2006.

FREESCALE SEMICONDUCTOR INC. **MCF51CN128 ColdFire® Integrated Microcontroller Reference Manual**. Freescale Semiconductor Inc., 2009a.

FREESCALE SEMICONDUCTOR INC. **User Manual for TWR-SER**. Freescale Semiconductor

Inc., 2009b.

FREESCALE SEMICONDUCTOR INC. **TWR-MCF51CN User's Manual**. Freescale Semiconductor Inc., 2011.

GARCÍA, A.; PÉREZ, M.A.; ORTEGA, G.J.G. e DIZY, J.T. A New Design of Low-cost Four-beam Turbidimeter by Using Optical Fibers. **IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT**, v. 56, n. 3, 907–912, junho 2007.

GREAT LAKES INSTRUMENTS, INC. **Turbidity. GLI Method 2**. Great Lakes Instruments, Inc., 1992.

HACH CORPORATION. **2100Q Data Sheet**. Hach® Corporation, 2010.

HACH CORPORATION. **2100N IS User Manual**. Hach® Corporation, 1 ed., 2012.

HAYKIN, S. **Communication Systems**, capítulo 3. John Wiley & Sons, Inc., 2001.

HSU, H.P. **Theory and Problems of Analog and Digital Communications**, capítulo 5. The McGraw-Hill Companies, Inc., 2003.

LARSSON, A. Dia's homepage. Lysator, The Academic Computer Society, agosto 2003.
URL: <http://www.lysator.liu.se/alla/dia/dia.html>

LATHI, B.P. **Modern Digital and Analog Communication Systems**, capítulo 6. Oxford University Press, Inc., 1998.

MORAIS, I.P.A. e RANGEL, A.O.S.S. Turbidimetric and Nephelometric Flow Analysis: Concepts and Applications. **Spectroscopy Letters**, v. 39, n. 1, 547–579, maio 2006.

NATIONAL SEMICONDUCTOR. **Op Amp Circuit Collection**. National Semiconductor, Setem-

bro 2002. Application Note 31.

OFFICE OF WATER. **Guidance Manual for Compliance With the Interim Enhanced Surface Water Treatment Rule: Turbidity Provisions.** U.S. Environmental Protection Agency, 1999.

PAARMANN, L.D. **Design and Analysis of Analog Filters: A Signal Processing Perspective.** Kluwer Academic Publishers, 2001.

PEREZ, M.A. e MUNIZ, R. **Optical Fibres Turbidimetres**, capítulo 8, pp. 161–176. InTech, 2009. Available from: <http://www.intechopen.com/books/optical-fiber-new-developments/optical-fibres-turbidimetres>.

ROSEMOUNT ANALYTICAL. **CLARITY® II TURBIDIMETER Data Sheet.** Rosemount Analytical, 2009.

SADAR, M.J. Turbidity Science. Hach Company, United States of America, 1996.

SANTOS, V.B.D. e FATIBELLO-FILHO, O. A Evaluation of Turbidimetric and Nephelometric Techniques for Analytical Determination of N-acetylcysteine and Thiamine in Pharmaceutical Formulations Employing a Lab-made Portable Microcontrolled Turbidimeter and Nephelometer. **J. Braz. Chem. Soc.**, v. 00, n. 00, 1–11, 2011.

THEDE, L.D. **Practical Analog and Digital Filter Design.** Artech House Inc., 2004.

WILDE, F.D. e GIBBS, J. **Turbidity**, capítulo 6.7. 4. USGS, National Center, 1998. Acessado no dia 09/09/2012 em http://water.usgs.gov/owq/FieldManual/Chapter6/6.7_contents.html.

WINDER, S. **Analog and Digital Filter Design.** Elsevier Science, 2002.

WORLD HEALTH ORGANIZATION. Guidelines for Drinking-water Quality. Recommendations, World Health Organization, Genebra, Suíça, 2008.

YEH, T.S. e TSENG, S.S. A Low Cost LED Based Spectrometer. **Journal of the Chinese Chemical Society**, v. 53, 1067–1072, 2006.

APÊNDICE A Rotinas para controle do acionamento dos leds

```
#include <pwm.h>
#include "mcf51cn128.h"
#include "adconv.h"

#define BUS_CLOCK 25000000
#define PWM_TICK 16 // Prescale 4

static uint_16 pwm1_periodo = 0;
static uint_16 pwm2_periodo = 0;

void TPM1_init (uint_16 periodo)
{
    TPM1SC_TOIE = 0; /*Habilita interrupção no fim da contagem*/
    TPM1SC_CPWMS = 0; /*Não é center-aligned PWM*/
    TPM1SC_CLKSx= 0; /* Fonte de clock será o bus clock, mas ainda está
        desabilitado*/
    TPM1SC_PS = 2; /*Prescale é 4*/
    pwm1_periodo = (uint_16) (((periodo*100)/PWM_TICK)-1);
    TPM1MOD = pwm1_periodo;
}

void TPM1_isr (pointer dummy)
{
    TPM1SC;
    TPM1SC_TOF = 0;
}

void TPM1_CH_init (uint_8 channel, uint_8 duty_cycle)
{
    if((channel & CHANNEL0) == CHANNEL0)
    {
        TPM1C0SC_CH0IE = 0; /*Habilita interrupção do canal de pwm no duty
            cycle em 50%*/
        TPM1C0SC_MS0x = 2; /*Configura para edge-aligned pwm*/
        TPM1C0SC_ELS0x = 3; /*Configura para edge-aligned pwm - high-true
            pulses*/
        TPM1C0V = (uint_16) (((100 - duty_cycle)*pwm1_periodo)/100);
    }
    if((channel & CHANNEL1) == CHANNEL1)
```

```

{
    TPM1C1SC_CH1IE = 1; /*Habilita interrupção do canal de pwm no duty
        cycle em 50%*/
    TPM1C1SC_MS1x = 2; /*Configura para edge-aligned pwm*/
    TPM1C1SC_ELS1x = 3; /*Configura para edge-aligned pwm - high-true
        pulses*/
    TPM1C1V = (uint_16)((100 - duty_cycle)*pwm1_periodo)/100);
}
if((channel & CHANNEL2) == CHANNEL2)
{
    TPM1C2SC_CH2IE = 1; /*Habilita interrupção do canal de pwm no duty
        cycle em 50%*/
    TPM1C2SC_MS2x = 2; /*Configura para edge-aligned pwm*/
    TPM1C2SC_ELS2x = 3; /*Configura para edge-aligned pwm - high-true
        pulses*/
    TPM1C2V = (uint_16)((100 - duty_cycle)*pwm1_periodo)/100);
}
}

void TPM1_CH_ON (uint_8 channel)
{
    if((channel & CHANNEL0) == CHANNEL0)
    {
        PTEPF2_E3 = 3; /*Seleciona saída do multiplexador dos I/O's*/
    }
    if((channel & CHANNEL1) == CHANNEL1)
    {
        PTEPF1_E4 = 3; /*Seleciona saída do multiplexador dos I/O's*/
    }
    if((channel & CHANNEL2) == CHANNEL2)
    {
        PTEPF1_E5 = 3; /*Seleciona saída do multiplexador dos I/O's*/
    }
}

void TPM1_CH_OFF (uint_8 channel, uint_8 valor_na_saida)
{
    if((channel & CHANNEL0) == CHANNEL0)
    {
        PTEPF2_E3 = 0; /*Seleciona saída do multiplexador dos I/O's*/
        PTEDD_PTEDD3 = 1;
        PTED_PTED3 = valor_na_saida;
    }
}

```

```

}
if((channel & CHANNEL1) == CHANNEL1)
{
    PTEPF1_E4 = 0; /*Seleciona saída do multiplexador dos I/O's*/
    PTEDD_PTEDD4 = 1;
    PTED_PTED4 = valor_na_saida;
}
if((channel & CHANNEL2) == CHANNEL2)
{
    PTEPF1_E5 = 0; /*Seleciona saída do multiplexador dos I/O's*/
    PTEDD_PTEDD5 = 1;
    PTED_PTED5 = valor_na_saida;
}
}

void TPM1_CH0_isr (pointer dummy)
{
    TPM1C0SC;
    TPM1C0SC_CH0F = 0;
}

void TPM1_CH1_isr (pointer dummy)
{
    TPM1C1SC;
    TPM1C1SC_CH1F = 0;
    ADCSC1_ADCH = 3; /* Inicia conversão ADC */
}

void TPM1_CH2_isr (pointer dummy)
{
    TPM1C2SC;
    TPM1C2SC_CH2F = 0;
    ADCSC1_ADCH = 3; /* Inicia conversão ADC */
}

void TPM2_init (uint_16 periodo)
{
    TPM2SC_TOIE = 0; /*Habilita interrupção no fim da contagem*/
    TPM2SC_CPWMS = 0; /*Não é center-aligned PWM*/
    TPM2SC_CLKSx= 0; /* Fonte de clock será o bus clock, mas ainda está
        desabilitado*/
    TPM2SC_PS = 2; /*Prescale é 4*/
}

```

```

pwm2_periodo = (uint_16)((periodo*100)/PWM_TICK)-1);
TPM2MOD = pwm2_periodo;
}

void TPM2_isr (pointer dummy)
{
    TPM2SC;
    TPM2SC_TOF = 0;
}

void TPM2_CH_init (uint_8 channel, uint_8 duty_cycle)
{
    if((channel & CHANNEL0) == CHANNEL0)
    {
        TPM2C0SC_CH0IE = 0; /*Habilita interrupção do canal de pwm no duty
            cycle em 50%*/
        TPM2C0SC_MS0x = 2; /*Configura para edge-aligned pwm*/
        TPM2C0SC_ELS0x = 3; /*Configura para edge-aligned pwm - high-true
            pulses*/
        TPM2C0V = (uint_16)((100 - duty_cycle)*pwm2_periodo)/100);
    }
    if((channel & CHANNEL1) == CHANNEL1)
    {
        TPM2C1SC_CH1IE = 1; /*Habilita interrupção do canal de pwm no duty
            cycle em 25%*/
        TPM2C1SC_MS1x = 2; /*Configura para edge-aligned pwm*/
        TPM2C1SC_ELS1x = 3; /*Configura para edge-aligned pwm - high-true
            pulses*/
        TPM2C1V = (uint_16)((100 - duty_cycle)*pwm2_periodo)/100);
    }
    if((channel & CHANNEL2) == CHANNEL2)
    {
        TPM2C2SC_CH2IE = 1; /*Habilita interrupção do canal de pwm no duty
            cycle em 25%*/
        TPM2C2SC_MS2x = 2; /*Configura para edge-aligned pwm*/
        TPM2C2SC_ELS2x = 3; /*Configura para edge-aligned pwm - high-true
            pulses*/
        TPM2C2V = (uint_16)((100 - duty_cycle)*pwm2_periodo)/100);
    }
}

void TPM2_CH_ON (uint_8 channel)

```

```

{
    if((channel & CHANNEL0) == CHANNEL0)
    {
        PTBPF1_B6 = 3;
    }
    if((channel & CHANNEL1) == CHANNEL1)
    {
        PTBPF1_B7 = 3;
    }
    if((channel & CHANNEL2) == CHANNEL2)
    {
        PTCPF2_C0 = 3;
    }
}

void TPM2_CH_OFF (uint_8 channel, uint_8 valor_na_saida)
{
    if((channel & CHANNEL0) == CHANNEL0)
    {
        PTBPF1_B6 = 0;
        PTBDD_PTBD6 = 1;
        PTBD_PTBD6 = valor_na_saida;
    }
    if((channel & CHANNEL1) == CHANNEL1)
    {
        PTBPF1_B7 = 0;
        PTBDD_PTBD7 = 1;
        PTBD_PTBD7 = valor_na_saida;
    }
    if((channel & CHANNEL2) == CHANNEL2)
    {
        PTCPF2_C0 = 0;
        PTCDD_PTCDD0 = 1;
        PTCDD_PTCDD0 = valor_na_saida;
    }
}

void TPM2_CH0_isr (pointer dummy)
{
    TPM2C0SC;
    TPM2C0SC_CH0F = 0;
}

```

```

void TPM2_CH1_isr (pointer dummy)
{
    TPM2C1SC;
    TPM2C1SC_CH1F = 0;
    ADCSC1_ADCH = 3; /* Inicia conversão ADC */
}

void TPM2_CH2_isr (pointer dummy)
{
    TPM2C2SC;
    TPM2C2SC_CH2F = 0;
    ADCSC1_ADCH = 3; /* Inicia conversão ADC */
}

void pwm_start (uint_8 pwm)
{
    if ((pwm & _TPM1) == _TPM1)
    {
        TPM1SC_CLKSx = 1; /* Fonte de clock é o bus clock*/
    }
    if ((pwm & _TPM2) == _TPM2)
    {
        TPM2SC_CLKSx = 1; /* Fonte de clock é o bus clock*/
    }
}

void pwm_stop (uint_8 pwm)
{
    if ((pwm & _TPM1) == _TPM1)
    {
        TPM1SC_CLKSx = 0;
    }
    if ((pwm & _TPM2) == _TPM2)
    {
        TPM2SC_CLKSx = 0;
    }
}

void pwm_restart (uint_8 pwm)
{

```

```

if((pwm & _TPM1) == _TPM1)
{
    TPM1CNT = 0;
}
else if((pwm & _TPM2) == _TPM2)
{
    TPM2CNT = 0;
}
}

void pwm_muda_duty_cicle (uint_8 pwm, uint_8 channel, uint_8 duty_cycle)
{
    if((pwm & _TPM1) == _TPM1)
    {
        TPM1CNT = 0;
        if((channel & CHANNEL0) == CHANNEL0)
        {
            TPM1COV = (uint_16)((duty_cycle*pwm1_periodo)/100);
        }
        else if((channel & CHANNEL1) == CHANNEL1)
        {
            TPM1COV = (uint_16)((duty_cycle*pwm1_periodo)/100);
        }
    }
    else if((pwm & _TPM2) == _TPM2)
    {
        TPM2CNT = 0;
        if((channel & CHANNEL0) == CHANNEL0)
        {
            TPM2COV = (uint_16)((duty_cycle*pwm2_periodo)/100);
        }
        else if((channel & CHANNEL1) == CHANNEL1)
        {
            TPM2C1V = (uint_16)((duty_cycle*pwm2_periodo)/100);
        }
    }
}
}

```


APÊNDICE B Rotinas para controle da aquisição do sinal

```
#include <math.h>
#include "adconv.h"
#include "pwm.h"
#include "mcf51cn128.h"

boolean flag_inicio_aquisicao = FALSE;
boolean flag_fim_aquisicao = FALSE;

/**
 * fn adc_init** brief Inicializa o periferico ADC do microcontrolador
 *
 *      Esta funcao serve para inicializar os perifericos do
 *      microcontrolador, configurando-o da
 *      seguinte maneira:
 *      1. Os pinos compartilhados entre os perifericos são
 *      correspondentes ao ADC
 *      2. Alta velocidade da conversao e portanto alto consumo.
 *      3. Curto tempo de amostragem - circuito com baixa impedancia
 *      4. Modo de conversao de 12-bits
 *      5. Seleciona o bus-clock como fonte de clock para o
 *      periferico
 *      6. Inicia a conversao via software - trigger via software.
 *      7. Funcao de comparacao desativada.
 *      8. Interrupcao habilitada apos fim de conversao.
 *      9. Seleciona modo de conversao simples, ou seja, aquisita uma
 *      única amostra
 *
 * param uint_8 dummy - desnecessário** return void.
 */
void adc_init(uint_8 dummy)
{
    /*
     * Configura pinos compartilhados entre os periféricos do
     * microcontrolador
     * para trabalharem como entradas para o AD.
     */
    PTDPF1_D7 = 3; /*ADP3*/
    PTEPF2_E0 = 3; /*ADP2*/
}
```

```

/*
 * Configuracao do AD
 */
ADCCFG_ADLPC = 0; /*Configuracao de velocidade de conversao - alta 0;
baixa 1*/
ADCCFG_ADIV = 0; /*Divisao do clock na entrada do periferico-
nenhuma*/
ADCCFG_ADLSMP = 0; /*Tempo de amostragem - baixo 0; alto 1*/
ADCCFG_MODE = 1; /*Modo de conversao de 12-bits*/
ADCCFG_ADICLK = 0; /*Fonte de clock e o BUSCLK*/
ADCSC2_ADTRG = 0; /*Trigger selecionado via software*/
ADCSC2_ACFE = 0; /*Compare function desabilitado*/
ADCSC1_AIEN = 1; /*Habilita interrupcao do ADC*/
ADCSC1_ADSCO = 0; /*Seleciona modo de conversao simples*/
}

/**
 * fn adc_isr** brief Funcao instalada na interrupcao com o objetivo de
armazenar os valores aqisistados pelo AD.
 *
 * Esta funcao e chamada via interrupcao apos o final da
conversao de uma amostra, logo ela e
 * chamada durante o preenchimento de todo o buffer, uma vez a
cada amostragem.
 * Existem 4 buffers a serem preenchidos que dependem da fase da
aquisicao e do canal do ADC
 * a ser aqisitado.
 * A logica atende a medicao turbidimetrica presente no modelo
dos quatro feixes modulados:
 * 1. Verifica se e inicio de aquisicao para inicializar a
posicao do buffer em 0.
 * 2. Verifica qual canal do AD sera armazenado.
 * 3. Verifica em qual fase se encontra a aquisicao.
 * 4. Armazena o valor aqisitado no buffer correto.
 * 5. Verifica se todo o buffer foi preenchido.
 *
 * E interessante notar que ha o disparo da aquisicao do canal 2
pelo canal 3, pois deve-se
 * tentar aqisitar no menor instante possivel os dois canais (
na verdade deveria ser no mesmo
 * instante).
 *

```

```

* param pointer ptr_adc** return void.
*/
void adc_isr(pointer ptr_adc)
{
  /** <b><i>==== LOCAL VARIABLES ====</i></b>
   *
   */
  /** <b> uint_16 i </b>
   *
   * Variável utilizada para controlar a aquisição dos dados nos
   * elementos do buffer durante a fase 1
   */
  static uint_16 i = 0;
  /** <b> uint_16 j </b>
   *
   * Variável utilizada para controlar a aquisição dos dados nos
   * elementos do buffer durante a fase 2
   */
  static uint_16 j = 0;
  /** <b> ADCONV_ISR_STRUCT_PTR ptr_canaisAD </b>
   *
   * Estrutura que recebe os endereços dos buffers de memória para
   * atribuição se seus valores e em qual
   * fase está a aquisição dos dados.
   */
  ADCONV_ISR_STRUCT_PTR ptr_canaisAD;

  ptr_canaisAD = (ADCONV_ISR_STRUCT_PTR) ptr_adc;

  /*
   * Inicializa posição do buffer.
   */
  if(flag_inicio_aquisicao == TRUE)
  {
    flag_inicio_aquisicao = FALSE;
    i = 0;
    j = 0;
  }

  /*
   * Aguarda final de conversão.
   */

```

```

while(ADCSC2_ADACT == 1);

/*
 * Verifica em qual canal do ADC foi feita a conversao.
 */
if(ADCSC1_ADCH == 3)
{
    /*
     * Verifica em qual fase da aquisicao o sistema esta.
     */
    if(ptr_canaisAD->fase == 1)
    {
        /*
         * Armazena resultado adquirido no buffer correto
         */
        if(ptr_canaisAD->canal3_fase1 != NULL)
        {
            ptr_canaisAD->canal3_fase1[i] = ADCR;
            i++;
        }
    }
    else if(ptr_canaisAD->fase == 2)
    {
        if(ptr_canaisAD->canal3_fase2 != NULL)
        {
            ptr_canaisAD->canal3_fase2[i] = ADCR;
            i++;
        }
    }
    else
    {
        /*
         * Faz uma leitura dummy para liberar interrupcao caso haja algum
         erro na aquisicao.
         */
        ADCR;
    }
    /*
     * Inicializa aquisicao no próximo canal.
     */
    ADCSC1_ADCH = 2;
}

```

```

else if(ADCSC1_ADCH == 2)
{
    if(ptr_canaisAD->fase == 1)
    {
        if(ptr_canaisAD->canal2_fase1 != NULL)
        {
            ptr_canaisAD->canal2_fase1[j] = ADCR;
            j++;
        }
    }
    else if(ptr_canaisAD->fase == 2)
    {
        if(ptr_canaisAD->canal2_fase2 != NULL)
        {
            ptr_canaisAD->canal2_fase2[j] = ADCR;
            j++;
        }
    }
    else
    {
        ADCR;
    }
}
if ((i > N_amstras - 1) && (j > N_amstras - 1))
{
    if(ptr_canaisAD->fase == 1)
    {
        pwm_stop(_TPM1);
    }
    else if(ptr_canaisAD->fase == 2)
    {
        pwm_stop(_TPM2);
    }
    flag_fim_aquisicao = TRUE;
}
}

```


APÊNDICE C Rotinas para o processamento do sinal

C.1 Rotina do MATLAB para calculo do filtro digital

```
clear all; close all; clc

%%Desenvolvendo a função de transferencia normalizada
apass = -3;
astop = -80;
fpass = 3; %frequencia de corte do filtro
fstop = 150; %frequencia para atenuar totalmente o sinal
wpass = 2*pi*fpass;
wstop = 2*pi*fstop;

n = (log((10^(-0.1*astop)-1))/(10^(-0.1*apass)-1))/(2*log(wstop/wpass));
n = round(n);
epsilon = sqrt(10^(-0.1*apass)-1);
R = epsilon^(-1/n);
teta0 = (pi*(2*0+n+1))/(2*n);

sigma0 = R*cos(teta0);
omega0 = R*sin(teta0);
sigmafp = -R;

B10 = -2*sigma0;
B20 = sigma0^2+omega0^2;

s = tf('s');
HB2 = B20/(s^2+B10*s+B20);

%%Denormalizando a função de tranferência
OMEGAr1 = wstop/wpass;
nb = (log((10^(-0.1*astop)-1))/(10^(-0.1*apass)-1))/(2*log(OMEGAr1));
s = s/wpass;
HB = B20/(s^2+B10*s+B20);

%%Função no plano Z
ts = 1/1000;
%wanalog = (2/ts)*tan(wpass/2);
```

```

hz = c2d(HB,ts,'prewarp',wpass);
figure
step(hz);
figure
impulse(hz);

P = bodeoptions;
P.FreqUnits = 'Hz';
P.Xlim = [0.1 1000];
P.Ylim = {[ -200, 10];[ -180, 10]};
P.YlimMode = {'manual';'manual'}; % {maglimits mode;phaselimits mode}
figure
bode(hz, P);
figure
rlocus(hz);

```

C.2 Rotina para o filtro digital

```

void Dig_IIR_Filter(int_16 *X, int_16 *Y, double *M, double *C, int
    numb_quads, int_16 N)
{
    int_16 *x,*y,i,j;
    double *c, *m1, *m2, w, o;

    x = X;
    y = Y;

    *M = 0;
    *(M+numb_quads) = 0;

    for(i = 0; i < N; i++)
    {
        m1 = M;
        m2 = M+numb_quads;
        c = C;
        o = *x++ * *c++;
        for(j = 0; j < numb_quads; j++)
        {
            w = o - *m1 * *c++;
            w -= *m2 * *c++;
            o = w + *m1 * *c++;
        }
    }
}

```

```

        o += *m2 * *c++;
        *m2++ = *m1;
        *m1++ = w;
    }
    *y++ = (int)ceil(o-0.5);
}
}

```

Rotina retirada de (THEDE, 2004).

C.3 Rotina para a função principal

```

#include <mqx.h>
#include <bsp.h>
#include <shell.h>
#include <string.h>
#include <stdlib.h>
#include "main.h"
#include "comandos.h"
#include "adconv.h"
#include "pwm.h"
#include "mcf51cn128.h"

#define SUPERLOOP
//#define PRINT_TIME_CONVERSION

#define PERIODO 1000
#define A 305
#define B 540

#if !BSPCFG_ENABLE_IO_SUBSYSTEM
#error This application requires BSPCFG_ENABLE_IO_SUBSYSTEM defined non-
zero in user_config.h. Please recompile BSP with this option.
#endif

#ifndef BSP_DEFAULT_IO_CHANNEL_DEFINED
#error This application requires BSP_DEFAULT_IO_CHANNEL to be not NULL.
Please set corresponding BSPCFG_ENABLE_TTYx to non-zero in user_config
.h and recompile BSP with this option.
#endif

```

```

//Variáveis que possuem toda a aquisição feita (com pulso em 1 e 0)
extern int_16 sinal_transmitido1_aux[N_amostras]; //Canal 3 Fase 1
extern int_16 sinal_dispersado2_aux[N_amostras]; //Canal 3 Fase 2
extern int_16 sinal_transmitido2_aux[N_amostras]; //Canal 2 Fase 2
extern int_16 sinal_dispersado1_aux[N_amostras]; //Canal 2 Fase 1

//Variáveis que possuem o valor da amplitude pico a pico.
extern int_16 sinal_transmitido1[N_amostras/2];
extern int_16 sinal_dispersado2[N_amostras/2];
extern int_16 sinal_transmitido2[N_amostras/2];
extern int_16 sinal_dispersado1[N_amostras/2];

//Estrutura para passagem dos ponteiros na interrupção do ADC
extern ADCONV_ISR_STRUCT gli;

//Vetor que conterá a saída dos sinais após filtragem
extern int_16 output[N_amostras/2];

//vetores para as constantes do filtro digital
extern double c_vector[5];
extern double m_vector[2];

extern boolean flag_inicio_aquisicao;
extern boolean flag_fim_aquisicao;

#ifdef PRINT_TIME_CONVERSION
MQX_TICK_STRUCT start_time;
MQX_TICK_STRUCT stop_time;
boolean overflow;
#endif

TASK_TEMPLATE_STRUCT MQX_template_list[] =
{
/* Task number, Entry point, Stack, Pri, String, Auto? */
{MAIN_TASK,      Main_task,      1000,  10,  "main",  MQX_AUTO_START_TASK
  },
{NEFELOMETRIA,  nefelometriaMainTask,  10000,  9,  "
  nefelometriaMainTask", 0},
{0,             0,             0,     0,  0,     0,
  }
};

```

```

const SHELL_COMMAND_STRUCT Shell_commands[] =
{
    //{ "runmyfunction",    MyFunction },
    { "pwm",                PwmCommand },
    { "adquirira",          AdquireSinais},
    { "matlab",             EnviaMatlab},
    { "filtra",             FiltraSinal},
    { "calc_nefelometria" , Nefelometria},
    { "nefelometria"       , nefelometriaMainTaskCmdCreate},
    { "k"                   , nefelometriaMainTaskCmdKill},
    { NULL,    NULL }
};

/*TASK*-----
*
* Task Name      : Main_task
* Comments      :
*   This task prints " Hello World "
*
*END*-----*/

void Main_task(uint_32 initial_data)
{
    /*
     * Instala as interrupcoes manuais para serem trabalhadas com o mxq.
     */
    _int_install_isr(MCF51CN_INT_Vadc, adc_isr, (pointer) (&gli));
    _int_install_isr(MCF51CN_INT_Vtpm1ovf, TPM1_isr, NULL);
    _int_install_isr(MCF51CN_INT_Vtpm1ch1, TPM1_CH1_isr, NULL);
    _int_install_isr(MCF51CN_INT_Vtpm1ch2, TPM1_CH2_isr, NULL);
    _int_install_isr(MCF51CN_INT_Vtpm2ch1, TPM2_CH1_isr, NULL);
    _int_install_isr(MCF51CN_INT_Vtpm2ch2, TPM2_CH2_isr, NULL);

    /*
     * Inicialização dos periféricos
     */
    adc_init(0);
    TPM1_CH_OFF (CHANNEL0 | CHANNEL1 | CHANNEL2, LED_DESLIGADO);
    TPM2_CH_OFF (CHANNEL0 | CHANNEL1 | CHANNEL2, LED_DESLIGADO);
    PTGDD_PTGDD6 = 0;
    PTGPE_PTGPE6 = 1;
}

```

```

for(;;)
{
    Shell(Shell_commands, NULL);
    printf("Shell exited, restarting...\n");
}
    _mqx_exit(0);
}

/**
 */
void nefelometriaMainTask(uint_32 initial_data)
{

    volatile uint_16 i = 0;
    uint_16 pwm1_period = 0;
    uint_16 pwm2_period = 0;
    static double m_st1 = 0;
    static double m_sd1 = 0;
    static double m_st2 = 0;
    static double m_sd2 = 0;
    static double rs = 0;

    /**
    Inicializacao para execucao da fase 1
    */
    pwm1_period = PERIODO;
    //inicia módulo pwm
    TPM1_init(pwm1_period);
    //inicia canais para geração de sinal com 10% de duty
    //cicle e aquisição do dados a 8% do duty cicle e
    //90% do duty cicle
    TPM1_CH_init(CHANNEL0, 90);
    TPM1_CH_init(CHANNEL1, 94);
    TPM1_CH_init(CHANNEL2, 15);
    //prepara o armazenamento da aquisicao
    gli.canal3_fase1 = sinal_transmitidol_aux;
    gli.canal2_fase1 = sinal_dispersadol_aux;

    /**
    Inicializacao para execucao da fase 2
    */

```

```

pwm2_period = PERIODO;
//inicia módulo pwm
TPM2_init(pwm2_period);
//inicia canais para geração de sinal com 10% de duty
//cicle e aquisição do dados a 8% do duty cicle e
//90% do duty cicle
TPM2_CH_init(CHANNEL0, 90);
TPM2_CH_init(CHANNEL1, 94);
TPM2_CH_init(CHANNEL2, 15);
//prepara o armazenamento da aquisicao
gli.canal3_fase2 = sinal_dispersado2_aux;
gli.canal2_fase2 = sinal_transmitido2_aux;

#ifdef SUPERLOOP
while(1)
{
#endif

#ifdef PRINT_TIME_CONVERSION
_time_get_ticks(&start_time);
#endif

/**
Executa Fase 1 do GLI METHOD 2
*/
for(i = 0; i < N_amostras; i++)
{
    sinal_transmitido1_aux[i] = 0;
    sinal_dispersado1_aux[i] = 0;
}

//prepara ambiente para aquisicao
TPM1_CH_ON(CHANNEL0);
gli.fase = 1;
flag_inicio_aquisicao = TRUE;

//dispara aquisicao
pwm_start(_TPM1);

while(flag_fim_aquisicao == FALSE);
flag_fim_aquisicao = FALSE;

```

```

TPM1_CH_OFF(CHANNEL0, LED_DESLIGADO);
pwm_stop(_TPM1);
pwm_restart(_TPM1);

for (i = 0; i < N_amostras/2; i++)
{
    sinal_transmitido1[i] = abs(sinal_transmitido1_aux[2*i] -
        sinal_transmitido1_aux[2*i+1]);
    sinal_dispersado1[i] = abs(sinal_dispersado1_aux[2*i] -
        sinal_dispersado1_aux[2*i+1]);
}

/*
for(i = 0; i < N_amostras; i++)
{
    printf("\n\rAD_canal2_fase1[%3d]:%4d \t sinal_dispersado2_aux[%3d
        ]:%4d", i, sinal_transmitido1_aux[i], i, sinal_dispersado2_aux[i
        ]);
}
*/

/**
Executa Fase 2 do GLI METHOD 2
*/
for(i = 0; i < N_amostras; i++)
{
    sinal_transmitido2_aux[i] = 0;
    sinal_dispersado2_aux[i] = 0;
}

//prepara ambiente para aquisicao
TPM2_CH_ON(CHANNEL0);
gli.fase = 2;
flag_inicio_aquisicao = TRUE;

//dispara aquisicao
pwm_start(_TPM2);

while(flag_fim_aquisicao == FALSE);
flag_fim_aquisicao = FALSE;

TPM2_CH_OFF(CHANNEL0, LED_DESLIGADO);

```

```

pwm_stop(_TPM2);
pwm_restart(_TPM2);

for (i = 0; i < N_amostras/2; i++)
{
    sinal_transmitido2[i] = abs(sinal_transmitido2_aux[2*i] -
        sinal_transmitido2_aux[2*i+1]);
    sinal_dispersado2[i] = abs(sinal_dispersado2_aux[2*i] -
        sinal_dispersado2_aux[2*i+1]);
}

/*
for(i = 0; i < N_amostras; i++)
{
    printf("\n\rAD_canal2_fase2[%3d]:%4d \t sinal_dispersado1_aux[%3d
        ]:%4d", i, sinal_transmitido2_aux[i], i, sinal_dispersado1_aux[i
        ]);
}
*/

/**
Filtra o sinal adquirido
*/
//Transmitido FASE1
Dig_IIR_Filter(sinal_transmitido1, output, m_vector, c_vector, 1,
    N_amostras/2);
for(i = 0; i < N_amostras/2; i++)
{
    sinal_transmitido1_aux[i] = output[i];
}
//Dispersado FASE1
Dig_IIR_Filter(sinal_dispersado1, output, m_vector, c_vector, 1,
    N_amostras/2);
for(i = 0; i < N_amostras/2; i++)
{
    sinal_dispersado1_aux[i] = output[i];
}
//Transmitido FASE2
Dig_IIR_Filter(sinal_transmitido2, output, m_vector, c_vector, 1,
    N_amostras/2);
for(i = 0; i < N_amostras/2; i++)
{

```

```

    sinal_transmitido2_aux[i] = output[i];
}
//Dispersado FASE2
Dig_IIR_Filter(sinal_dispersado2, output, m_vector, c_vector, 1,
    N_amostras/2);
for(i = 0; i < N_amostras/2; i++)
{
    sinal_dispersado2_aux[i] = output[i];
}

/**
Calcula valor nefelometrico
*/
//transmitido -> FASE1
for(i = 175; i < N_amostras/2; i++)
{
    m_st1 += sinal_transmitido1_aux[i];
}
m_st1 = m_st1/(N_amostras/2-175);

//dispersado -> FASE1
for(i = 175; i < N_amostras/2; i++)
{
    m_sd1 += sinal_dispersado1_aux[i];
}
m_sd1 = m_sd1/(N_amostras/2-175);

//transmitido -> FASE2
for(i = 175; i < N_amostras/2; i++)
{
    m_st2 += sinal_transmitido2_aux[i];
}
m_st2 = m_st2/(N_amostras/2 - 175);

//dispersado -> FASE2
for(i = 175; i < N_amostras/2; i++)
{
    m_sd2 += sinal_dispersado2_aux[i];
}
m_sd2 = m_sd2/(N_amostras/2 - 175);

//razão(sensor1)+razão(sensor2)/2 =====> errado

```

```

//rs = ((m_sd2/m_st1) + (m_sd1/m_st2))/2;
//rs = ((m_st1/m_sd2) + (m_st2/m_sd1))/2;

//razão(emissor1)+razão(emissor2)/2 ==> certo
//rs = (((m_sd1)/((m_st1)+(m_sd1))) + ((m_sd2)/((m_st2)+(m_sd2))))/2;

rs = ((m_sd1/m_st1) + (m_sd2/m_st2))/2;
printf("\n\r"                                     \
       "\n\rNEFELOMETRIA: %.10f \n\r"           \
       "\n\r", rs);

/*
printf("\n\r a = %f" \
       "\n\r b = %f" \
       "\n\r", m_st1/m_sd1, m_st2/m_sd2);
*/

#ifdef PRINT_TIME_CONVERSION
_time_get_ticks(&stop_time);
printf("\n\r%d milissegundos para conversão: %d\n\r",
       _time_diff_milliseconds(&stop_time, &start_time, &overflow), (
       uint_8)overflow);
#endif

#ifdef SUPERLOOP
_time_delay(500);
}
#endif
}

```