

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE INFORMÁTICA E
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
BACHARELADO EM ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO**

FELIPE LAMBACH CARDOSO

AMOSTRAGEM E RECONSTRUÇÃO DE SINAIS

RELATÓRIO DE TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CURITIBA

2017

FELIPE LAMBACH CARDOSO

AMOSTRAGEM E RECONSTRUÇÃO DE SINAIS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Computação, do Departamento Acadêmico de Informática e Departamento Acadêmico de Eletrônica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Miguel A. Sovierzoski

CURITIBA

2017

RESUMO

CARDOSO, Felipe Lambach. **Amostragem e Reconstrução de Sinais**. 2017. 50f. Trabalho de Conclusão de Curso Bacharelado em Engenharia de Computação - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

O presente trabalho traz o estudo realizado para o desenvolvimento de um módulo didático com soluções de hardware e software para demonstração em sala de aula da teoria da amostragem. O trabalho apresenta o modelo matemático dos processos de amostragem e da reconstrução de sinal analógico, envolvendo espectros repetidos e espelhados, e filtragem de sinais na faixa de áudio para que não ocorra a sobreposição espectral. Para validar o módulo desenvolvido neste trabalho, foram utilizados três cenários: 1 – sistema de processamento digital de sinais (PDS) com implementações adequadas dos filtros *antialiasing* e reconstrutor; 2 – sistema de PDS sem o filtro *antialiasing*; 3 – sistema de PDS com o filtro *antialiasing* com implementação inadequada. Com estes cenários foi possível abordar todos os impactos causados pelo efeito *aliasing* e apresentar os requisitos do modelo para evitar o mesmo, além de apresentar aos estudantes uma percepção visual e sonora dos efeitos causados pelo *aliasing* em sinais amostrados. Também foi possível mostrar aos estudantes a abordagem adequada de engenharia para evitar o *aliasing* na amostragem dos sinais

Palavras-chave: Teoria da Amostragem. *Aliasing*. Filtro *Antialiasing*. Filtro Reconstrutor. Módulo Didático.

ABSTRACT

CARDOSO, Felipe Lambach do Autor do Trabalho. **Sampling and Reconstruction of Signals**. 2017. 50p. Completion of Course Work of Conclusion Course Graduation in Computer Engineering - Federal Technology University - Paraná. Curitiba, 2017.

This work presents the study performed to develop a didactic module using hardware and software solutions in order to demonstrate the sampling theory in classes. It provides the mathematical model of the sampling processes and analog signal reconstruction, which involves repeated and mirrored spectrum and filtering of audio signals so that spectral overlapping doesn't happen. In order to validate the module developed in this work, three scenarios were used: 1 – Digital Signal Processing (DSP) system with implementations of both antialiasing and reconstruction filters; 2- DSP system without the antialiasing filter; 3 – DSP system with an inappropriately implemented antialiasing filter. Given these three scenarios, it was possible to measure the impact caused by the aliasing effect and the model requirements to avoid it, and also present to the students a visual and auditory perception of the effects caused by the aliasing in the sampled signals. It was also possible to show the students the appropriate way to avoid aliasing when sampling signals.

Keywords: Nyquist Sampling Theorem, Aliasing, Antialiasing filter, Reconstruction filter, Didactic module.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Diagrama do módulo	9
Figura 2 – Amostragem no domínio do tempo de um sinal de tempo contínuo, com período de amostragem T	12
Figura 3 – Resultado da amostragem realizado no sinal, representado no domínio da frequência, com taxa de amostragem w	13
Figura 4 – Efeito <i>aliasing</i> em um sinal amostrado, com frequência de amostragem w	14
Figura 5 – Conformação do sinal de entrada em sinal de saída por meio de um filtro.	16
Figura 6 – Gráficos contendo a magnitude e resposta ideal de filtros: (a) Filtro passa baixas; (b) Filtro passa altas; (c) Filtro passa faixa; (d) Filtro rejeita faixa.	17
Figura 7 – Relação da atenuação da resposta de um filtro com função de aproximação Butterworth (Ordenação = ripple= 3dB) com o número da ordem do filtro.	18
Figura 8 – Relação da atenuação da resposta de um filtro com função de aproximação Chebyshev com o número da ordem do filtro.	19
Figura 9 – Relação da atenuação da resposta de um filtro com função de aproximação Elíptico com o número da ordem do filtro.	20
Figura 10 – Comparativo das atenuações na faixa de banda passante e de velocidade de atenuação após a frequência de corte, entre funções de aproximação Butterworth, Chebyshev e Elíptico.	21
Figura 11 – Resposta em frequência do circuito integrado filtro <i>antialiasing</i> MAX7407 da Maxim.	22
Figura 12 – Conversor digital/analógico utilizando rede R-2R de n bits, sendo (n+1) resistores com valores 2R e (n-1) resistores com valor R.	24
Figura 13 – Conversor digital/analógico utilizando rede R-2R de 3 bits	24
Figura 14 – Conversor digital/analógico utilizando rede R-2R de 3 bits dividido em nós	25
Figura 15 – Circuito equivalente	25
Figura 16 – Rede R-2R do circuito integrado MX7545 da Maxim	27
Figura 17 – Sinal de clock para os filtros <i>antialiasing</i> , gerado pelo microcontrolador CY8C4247LQI-BL483 da Cypress.	30
Figura 18 – Sinal de clock obtido depois de aplicado no Schmitt-Trigger modelo SN74LS47N.	31
Figura 19 – Escrita no conversor digital/analógico	32
Figura 20 – Resposta em frequência, levantada em laboratório, para filtros Butterworth, Chebyshev e Caue de oitava ordem.	34
Figura 21 – Diagrama do sistema de PDS do cenário 1, com implementações adequadas de filtro	35
Figura 22 – Resposta dos sinais de entrada e saída do módulo para o Cenário 1: a) Frequência 1 kHz; b) Frequência 2,5 kHz; c) Frequência 3,5 kHz.	36
Figura 23 – Diagrama do sistema de PDS do cenário 2, sem filtro <i>antialiasing</i>	38

Figura 24 – Resposta dos sinais de entrada e saída do módulo para o Cenário 2: a) Frequência 1 kHz; b) Frequência 2,5 kHz; c) Frequência 3,5 kHz.	39
Figura 25 – Sobreposição espectral.....	40
Figura 26 – Diagrama do sistema de PDS do cenário 3, com implementações inadequados de filtro.	41
Figura 27 – Resposta dos sinais de entrada e saída do módulo para o Cenário 3: a) Frequência 1 kHz; b) Frequência 2,5 kHz; c) Frequência 3,5 kHz.	43

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Pesquisa de patentes relacionados ao efeito <i>aliasing</i>	11
Tabela 2 – Relação da atenuação do sinal	15
Tabela 3 – Relação da representação numérica com a resolução conversor analógico/digital.....	23
Tabela 4 – Relação das entradas digitais com a tensão de saída de um circuito R-2R	26
Tabela 5 – Características do microcontrolador CY8C4247LQI-BL483 da Cypress.	28
Tabela 6 – Características do microcontrolador MSP4302132T da Texas Instruments.....	28
Tabela 7 – Custos para o desenvolvimento do projeto	44
Tabela 8 – Cronograma	44

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	7
1.1. OBJETIVOS.....	8
1.2. VISÃO DO PROJETO.....	9
1.3. PATENTES.....	10
1.4. ESTRUTURA DO DOCUMENTO.....	11
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	12
2.1. TEORIA DA AMOSTRAGEM.....	12
2.2. ATENUAÇÃO.....	15
2.3. FILTROS ANALÓGICOS.....	16
2.4. FUNÇÃO DE APROXIMAÇÃO.....	17
2.4.1. FUNÇÃO DE APROXIMAÇÃO DE BUTTERWORTH.....	18
2.4.2. FUNÇÃO DE APROXIMAÇÃO DE CHEBYSHEV.....	19
2.4.3. FUNÇÃO DE APROXIMAÇÃO DE CAUER (FILTRO ELÍPTICO).....	20
2.5. FILTRO <i>ANTIALIASING</i> COMERCIAL.....	21
2.6. CONVERSOR ANALÓGICO/DIGITAL.....	22
2.7. CONVERSOR DIGITAL/ANALÓGICO COM REDE R-2R.....	23
2.7.1. CONVERSOR DIGITAL/ANALÓGICO COMERCIAL DA MAXIM MODELO MX7545.....	26
2.8. MICROCONTROLADOR DA CYPRESS.....	27
2.9. MICROCONTROLADOR DA TEXAS INSTRUMENTS.....	28
3. DESENVOLVIMENTO	30
3.1. FIRMWARE.....	30
3.1.1. MICROCONTROLADOR CY8C4247LQI-BL483 DA CYPRESS.....	30
3.1.2. MICROCONTROLADOR MSP430F2132T DA TEXAS INSTRUMENTS.....	31
4. RESULTADOS	33
4.1. COMPARATIVO DE FILTROS ANALÓGICOS.....	33
4.2. CENÁRIO 1: PROJETO CORRETO DO SISTEMA DE PDS, SISTEMA SEM ALIASNG.....	35
4.2.1. OBJETIVO.....	35
4.2.2. DIAGRAMA DO CENÁRIO 1.....	35
4.2.3. RESULTADOS ESPERADOS.....	35
4.2.4. RESULTADOS OBTIDOS.....	36
4.3. CENÁRIO 2: SISTEMA DE PDS SEM O FILTRO <i>ANTIALIASING</i> , <i>ALIASING</i> LATENTE.....	37
4.3.1. OBJETIVO.....	37
4.3.2. DIAGRAMA DO CENÁRIO 2.....	38
4.3.4. RESULTADOS OBTIDOS.....	39
4.4. CENÁRIO 3: SISTEMA DE PDS COM IMPLEMENTAÇÃO INADEQUADA DE FILTROS.....	41

4.4.1. OBJETIVOS.....	41
4.4.2. DIAGRAMA.....	41
4.4.3. RESULTADOS ESPERADOS	42
4.4.4. RESULTADOS OBTIDOS.....	42
4.5. CUSTOS.....	44
4.6. CRONOGRAMA	44
5. CONCLUSÃO	45
REFERÊNCIAS.....	47

1. INTRODUÇÃO

O efeito visual de um veículo em aceleração com a calota girando no mesmo sentido de deslocamento, da calota parada, e da calota girando no sentido contrário ao deslocamento do veículo é observado todos os dias. O efeito da calota parada e o da calota girar no sentido contrário ao deslocamento do veículo é uma representação conhecida como *aliasing* visual.

O efeito *aliasing*, também pode ser identificado em contextos sonoros. No presente estudo, quer-se investigar como é tratado e entendido o *aliasing* em sinais unidimensionais na Engenharia.

Para abordar a problemática de *aliasing* em sinais unidimensionais, na graduação em Engenharia, tem se usado a Teoria da Amostragem. Contudo, é observável a dificuldade que possuem os alunos ao necessitar a transposição do conteúdo teórico estudado para sua aplicação ao longo do curso. Além disso, é frequente o relato de professores que apontam que os alunos tendem a esquecer e não utilizar adequadamente a Teoria da Amostragem, já nos níveis mais avançados de graduação.

Partindo dessa preocupação, o que se propõe aqui é o desenvolvimento de um objeto de aprendizagem que envolva a Teoria da Amostragem, e que visa apresentar demonstrações com sinais reais em sala de aula, com áudio (tom puro, voz e/ou música), da Teoria da Amostragem e dos problemas relacionados com espectros repetidos e espelhados, caso não seja respeitado o teorema de Nyquist.

Com o intuito de facilitar as demonstrações práticas em sala de aula e eliminar a carência de uma visão aplicada da teoria estudada em sala de aula, propõe-se o desenvolvimento de filtros com implementações adequadas, que solucionam o problema de *aliasing* e implementações inadequadas de filtros que não o solucionam.

Com isso, estrutura-se um forma possível de apresentar aos estudantes um processo prático de identificação de ruídos nos sinais de saída (áudios), além de delimitar os métodos adequados para solucionar os problemas e reconstruir o sinal original sem grandes perdas de informações. Esta proposta cognitiva de *aliasing* envolvendo o sentido de audição, faz com que o aluno obtenha um nível de

compreensão mais elevado e não esqueça tão rapidamente este assunto abordado em sala de aula.

Com isso, o que se pretendeu no estudo foi apresentar, de forma visual e audível, a Teoria de Amostragem por meio de uma ferramenta didática na forma de objeto de aprendizagem. Além de possibilitar o professor que apresente durante a aula uma demonstração de *aliasing* com sinais por meio de gerador de função e sinais sonoros, para a compreensão do problema dos espectros repetidos e espelhados que ocorrem a partir do processo de amostragem. Dessa forma, com o complemento da teoria de amostragem, o estudante terá a correta compreensão de desenvolvimento de soluções adequadas de engenharia para o problema de *aliasing*.

1.1. OBJETIVOS

O objetivo geral do trabalho é desenvolver um módulo didático com soluções de hardware e software para demonstração em sala de aula da Teoria da Amostragem, espectros repetidos e espelhados, e filtragem de sinais na faixa de áudio. O módulo será desenvolvido para sinais na faixa de áudio, reproduzíveis em caixa de som, para que o aluno tenha a percepção auditiva do *aliasing*, dos espectros espelhados, dos espectros replicados e de outros detalhes, como o nível de 0 dB (ganho =1), -3 dB (ganho =0,707), -20 dB (ganho =0,100), entre outros.

Para atingir esse objetivo geral do projeto é necessário desenvolver os seguintes objetivos específicos:

I. Estudar a Teoria da Amostragem, a causa da ocorrência do espectro espelhado (pela transformada bilateral de Fourier), o processo de amostragem de sinal (*Sample and Hold* - S&H), o modelo matemático do processo de amostragem (sequência periódica de impulsos), a transformada de Fourier da sequência periódica de impulsos no tempo, que corresponde a sequência periódica de impulsos na frequência, o espectro espelhado do sinal original convoluído com o espectro da sequência periódica de impulso na frequência gerando os espectros replicados e espelhados, e se a condição de Nyquist não é observada, ou não é respeitada pelo uso adequado de um filtro *antialiasing*, gera-se a sobreposição espectral, que é o efeito *aliasing*, considerado problema de projeto de engenharia.

II. Desenvolver um ambiente de hardware e software para amostragem de sinal de tempo contínuo, na faixa audível, e reconstrução de sinal amostrado, com diversas fontes de sinais (gerador de funções, entrada de áudio).

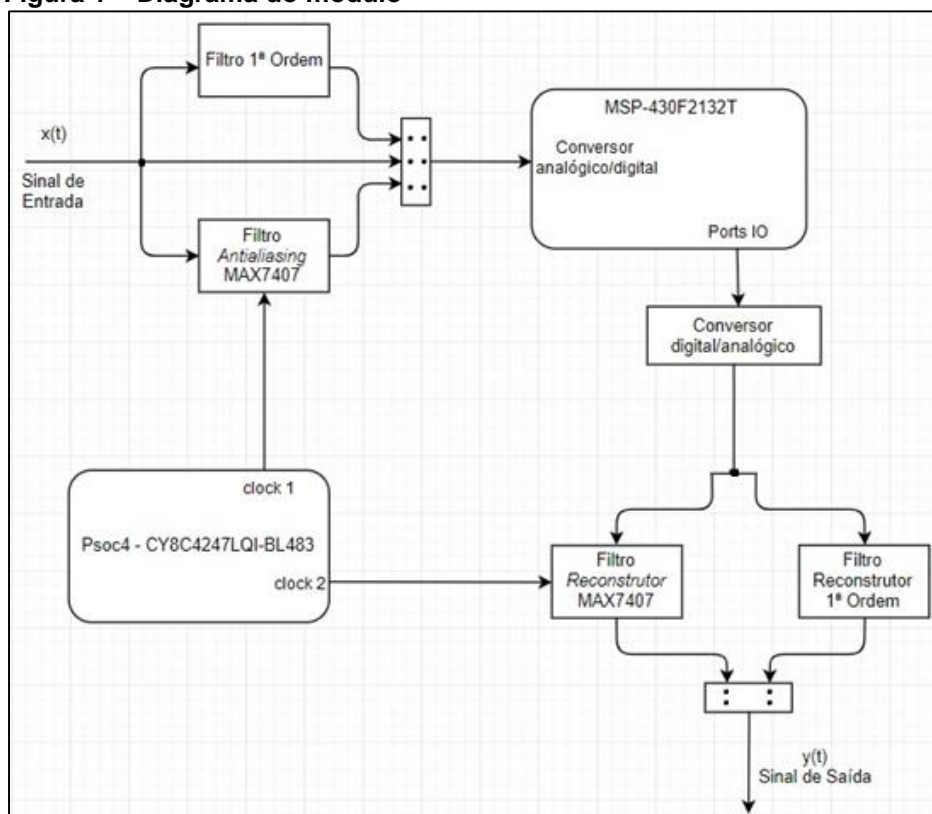
III. Desenvolver soluções de filtros com ocorrência de espectros espelhados e *aliasing*.

IV. Desenvolver soluções adequadas de engenharia com filtros analógicos *antialiasing* e filtros analógicos reconstrotores de sinal.

1.2. VISÃO DO PROJETO

O desenvolvimento do módulo tem como principal objetivo oferecer uma experiência prática de sinais com *aliasing*, mostrando soluções para este problema. Para apresentar uma melhor percepção do funcionamento deste módulo é apresentado um diagrama geral do projeto, que tem o intuito de descrever o funcionamento deste módulo. Este diagrama está representado na Figura 1.

Figura 1 – Diagrama do módulo



Fonte: Autoria Própria (2017).

Analisando a Figura 1 é possível dividir o desenvolvimento deste módulo em etapas de implementação:

I. É necessário implementar soluções adequadas e inadequadas de filtros *antialiasing*, com o objetivo de limitar espectros do sinal de entrada no sistema e apresentar aos estudantes qual o modo adequado de implementar filtros, e quais as consequências de projetos inadequados podem causar.

II. Programar o microcontrolador para realizar a leitura dos sinais de entradas dos filtros no conversor analógico digital.

III. Programar o microcontrolador para converter o sinal digital novamente em sinal analógico, escrevendo no conversor digital/analógico.

IV. Implementar soluções corretas e incorretas de filtros *antialiasing* e reconstrutores, e mostrar aos estudantes qual os efeitos de soluções com problemas no sinal a ser reconstruído.

V. Apresentar aos usuários o sinal de saída, depois de ser tratado com as soluções de filtros escolhidos.

VI. Estruturar e avaliar os cenários a serem desenvolvidos com o projeto.

1.3. PATENTES

O objetivo desta seção é indicar as pesquisas realizadas em registros de patentes nos Estados Unidos da América (USPTO Patent Full) e na Europa (Espacenet) com o intuito de verificar patentes que tenham similaridade com o trabalho proposto.

A pesquisa foi feita utilizando palavras-chaves que remetessem à temática deste trabalho, entre elas estão: *aliasing*, *antialiasing*, *didatic tool antialiasing* e *sound waves*.

Os resultados encontrados nas bases de patentes relacionados ao efeito *aliasing* estão relacionados a imagem. Estas patentes encontradas foram organizadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Pesquisa de patentes relacionados ao efeito *aliasing*

Número da Patente	Base de patentes	Assunto relacionado
US 20150097879 A1	USPTO	<i>Aliasing</i> em display eletrônico
US 20150138439 A1	USPTO	Redução <i>aliasing</i> em imagens
US 20140023210 A1	USPTO	<i>Aliasing</i> em sinais de áudio em microfones
US201514425051 20.150.116 (A1)	Espace	<i>Aliasing</i> relacionada a imagens
MX2016001962 (A)	Espace	<i>Aliasing</i> em sinais de áudio

Fonte: USPTO e Espace

Os resultados encontrados na busca de patentes se resumem, em sua maioria, a problemas de *aliasing* em imagens, onde dependendo da aplicação do projeto foram implementados filtros que possuem o objetivo de amenizar este problema em imagens. Na Tabela 1 foram adicionadas duas patentes que relacionam o efeito de *aliasing* em sinais de áudio. Uma patente relacionava esse problema com sinais em microfones, enquanto a outra apresentava uma implementação de um método para evitar o *aliasing* em sinais de áudio. Porém não foi encontrada nenhuma patente que relacionava propostas de várias implementações de filtros *antialiasing* para solucionar o problema.

1.4. ESTRUTURA DO DOCUMENTO

O presente trabalho está dividido em capítulos.

- Capítulo 1 apresenta o contexto e uma visão geral do trabalho.
- Capítulo 2 apresenta a fundamentação teórica dos elementos envolvidos no trabalho.
- Capítulo 3 apresenta o desenvolvimento executado do trabalho.
- Capítulo 4 apresenta alguns resultados, finalizando o Capítulo 5 como as conclusões do trabalho.

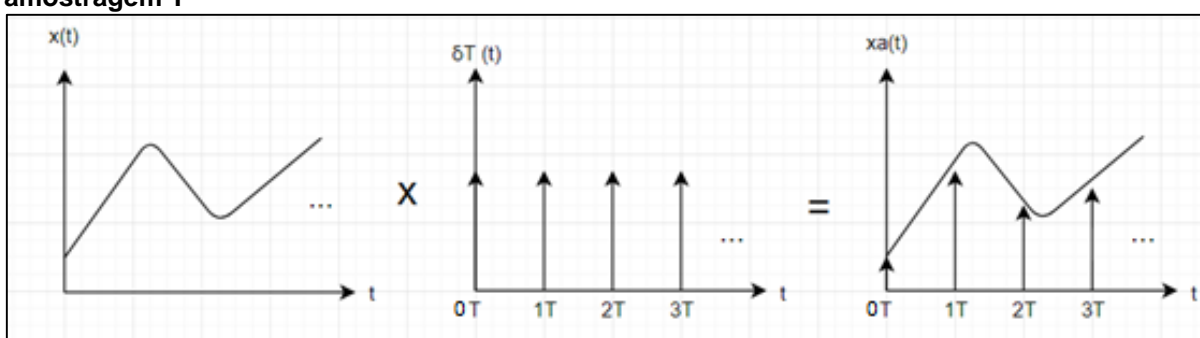
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A Teoria da Amostragem possibilita representar sinais que estão no tempo contínuo em sinais no tempo discreto. Com essa teoria, torna-se possível processar dados que estão presentes em nosso cotidiano e trazê-los para o mundo digital, em que se torna possível aplicar diversos conceitos de processamento digital de sinais. Visando, com isso, a remoção de ruídos, extração de informações, adequação do sinais para aplicações específicas, aplicação de algoritmos, entre outras abordagens. Nesta seção serão apresentados a definição do teorema de amostragem, atenuação de sinais, filtros analógicos, conversor analógicos-digitais e conversor digital-analógico.

2.1. TEORIA DA AMOSTRAGEM

Segundo Lathi (2007, p. 678), uma amostragem ideal de um sinal no tempo contínuo é representado pela multiplicação do sinal contínuo por um sinal periódico de trem de impulsos. A Figura 2 apresenta o processo de amostragem no domínio do tempo.

Figura 2 – Amostragem no domínio do tempo de um sinal de tempo contínuo, com período de amostragem T



Fonte: Autoria Própria (2017).

Esta mesma análise, representada na Figura 2, pode ser retratada no domínio da frequência. Segundo Lathi (2007), para analisar um sinal no domínio da frequência, é necessário utilizar a Transformada de Fourier de Tempo Discreto (*Discrete Time*

Fourier Transform - DTFT) para transformar o sinal de entrada e amostrá-lo no domínio da frequência. Conforme é descrito por Lathi (2007) a relação que efetua a transformação de um sinal de entrada qualquer $x(t)$ convoluído por um trem de impulso δ_T é descrita pela Equação (1).

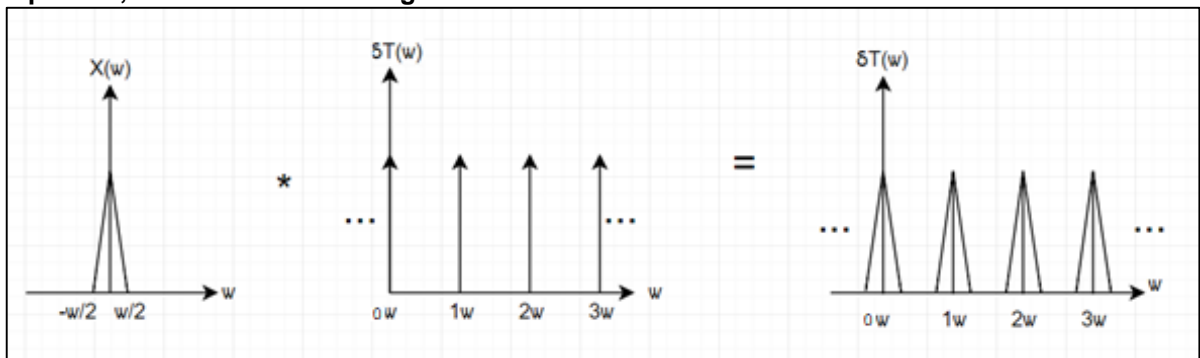
$$X(t) = x(t) * \delta_T(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) * \delta_T(t) \quad \text{Equação (1)}$$

Segundo Lathi (2007), o trem de impulso pode ser descrito por meio de uma série trigonométrica de Fourier, por conta da sua característica de ser periódico no tempo, conforme é descrito pela Equação (2).

$$\delta_T(t) = \frac{1}{T} [1 + 2 \cos(\omega_s t) + 2 \cos(2 \omega_s t) + \dots] \quad \text{Equação (2)}$$

Portanto a transformada de Fourier é obtida pelo somatório da convolução das Equação (1) com a Equação (2). A Figura 3 ilustra esta definição apresentada por Lathi (2007).

Figura 3 – Resultado da amostragem realizado no sinal, representado no domínio da frequência, com taxa de amostragem w .



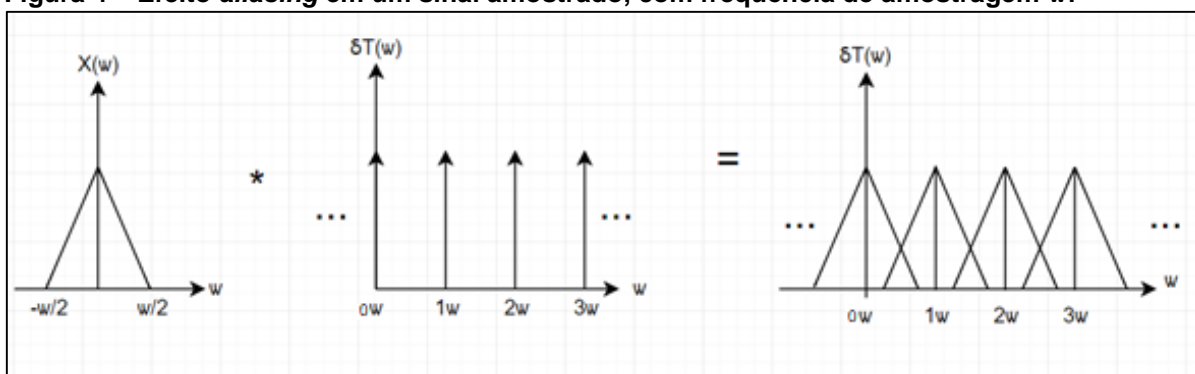
Fonte: Autoria Própria (2017).

Observando a Figura 3, é possível verificar a existência de espectros repetidos e espelhados no domínio da frequência, esse fato ocorre por conta da amostragem periódica no domínio do tempo. Conforme é apresentado por Lathi (2007, p. 689), para todo o sinal amostrado deve-se ter a preocupação de limitar a frequência do sinal amostrado para evitar a sobreposição de espectros, caso não ocorra esta preocupação pode ocorrer o efeito *aliasing* na amostragem do sinal.

O efeito *aliasing* ocorre quando não se respeita o critério de Nyquist (2002), onde todo o sinal amostrado deve possuir frequência menor que a metade da

frequência de amostragem. Portanto toda vez que um sinal amostrado possuir uma frequência maior que a metade da frequência de amostragem, haverá a sobreposição de espectros, causando assim o efeito *aliasing*. A Figura 4 ilustra a ocorrência do efeito *aliasing*.

Figura 4 – Efeito *aliasing* em um sinal amostrado, com frequência de amostragem w .



Fonte: Autoria Própria (2017).

Verificando a Figura 4, é possível observar a sobreposição de espectros do sinal amostrado. Essa sobreposição impede que o sinal amostrado seja reconstruído corretamente, sem a perda das características originais dos sinais. Portanto a ocorrência desse fenômeno altera e causa mal funcionamento de produtos que utilizam a amostragem dos sinais na sua aplicação.

Para evitar a ocorrência desse fenômeno, como solução de engenharia deve-se implementar filtros analógicos, que visam limitar a frequência máxima do sinal de entrada, com o objetivo de respeitar o critério de Nyquist (2002) e eliminar o efeito *aliasing* nos sinais amostrados.

Nas próximas seções deste trabalho, serão apresentados os conceitos de filtros analógicos, atenuação de sinais e conversores analógico/digital e digital/analógico, visando a implementação de filtros que evitem o efeito *aliasing* em sinais amostrados.

2.2. ATENUAÇÃO

Um das principais medidas para verificar ganho ou atenuação de um sinal é o decibel (dB). Esta medida permite analisar grandes variações de variáveis envolvidas por conta da sua escala logarítmica, sendo vinte vezes o logaritmo base dez da razão do sinal de saída pelo sinal de entrada, conforme é representado na Equação (3).

$$1 \text{ decibel} = 20 \log \left(\frac{Q_{saída}}{Q_{entrada}} \right) \quad \text{Equação (3)}$$

Por meio da Equação (3) é possível gerar uma relação da variação da atenuação de um sinal em decibéis com a sua tensão de saída. Esta relação foi sistematizada na Tabela 2.

Tabela 2 – Relação da atenuação do sinal

Decibéis (dB)	Atenuação	Decibéis (dB)	Atenuação
0	1,0000	-21	0,0891
-1	0,8910	-22	0,0794
-2	0,7943	-23	0,0708
-3	0,7079	-24	0,0631
-4	0,6309	-25	0,0562
-5	0,5623	-26	0,0501
-6	0,5012	-27	0,0447
-7	0,4466	-28	0,0398
-8	0,3981	-29	0,0355
-9	0,3548	-30	0,0316
-10	0,3162	-31	0,0282
-11	0,2818	-32	0,0251
-12	0,2512	-33	0,0224
-13	0,2239	-34	0,0199
-14	0,1995	-35	0,0178
-15	0,1778	-36	0,0158
-16	0,1585	-37	0,0141
-17	0,1412	-38	0,0126
-18	0,1259	-39	0,0112
-19	0,1122	-40	0,0010
-20	0,1000		

Fonte: Autoria Própria (2017).

O estudo desta relação da variação da atenuação com a saída de um sinal, representado na Tabela 2, auxilia no processo de implementação de filtros analógicos,

uma vez que torna-se possível verificar quanto será atenuado um determinado sinal de acordo com a frequência de corte do filtro projetado.

2.3. FILTROS ANALÓGICOS

Existem diversas aplicações que utilizam filtros analógicos, desde projetos que tem objetivos de atenuar frequências específicas de sinais de amostrados, quanto aplicações que visam extrair apenas frequências específicas de um determinado sinal para depois ser processada ou analisada dependendo do projeto. Segundo Nilsson e Ride (2009, p. 467), o objetivo dos filtros é realizar a atenuação do sinal de entrada, baseando-se em frequências definidas por conta dos filtros implementados, permitindo assim separar características específicas para o sinal de saída. A Figura 5 apresenta esta definição de filtro, onde sempre será aplicado um sinal de entrada, que resulta em um sinal de saída com possíveis atenuações, que variam de acordo com a característica do filtro implementado.

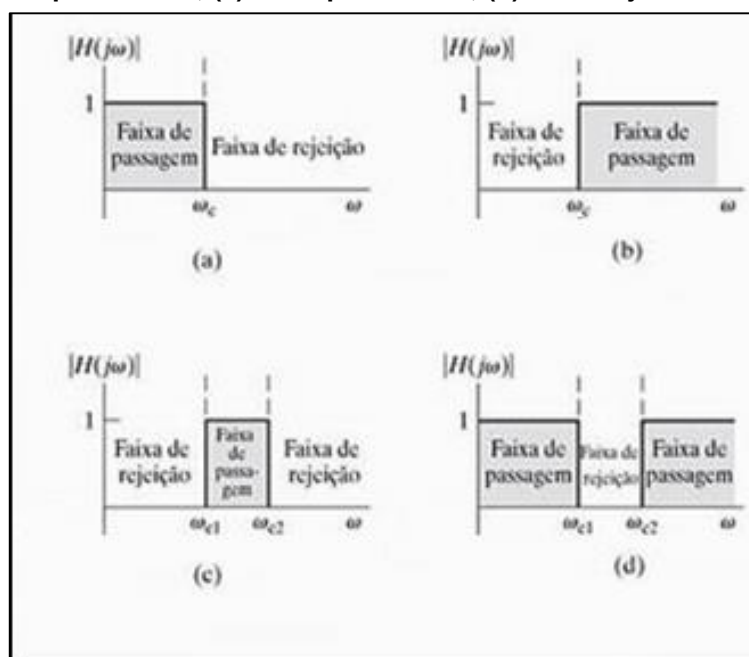
Figura 5 – Conformação do sinal de entrada em sinal de saída por meio de um filtro.



Fonte: Modificado de Nilsson e Ride (2009, p. 467).

Observando a Figura 5, é possível verificar que o filtro modifica o sinal de saída. A mudança destes sinais varia de acordo com cada filtro implementado. Conforme é relatado por Nilsson e Ride (2009 p.468), existem quatro principais tipos de implementações de filtros: filtro passa baixas (permite a passagem de sinais de baixa frequência), filtro passa altas (permite a passagem de sinais de alta frequência), filtro passa banda (permite a passagem de sinais de uma faixa de frequência definida) e filtro rejeita banda (rejeita sinais em uma determinada faixa de frequências). A Figura 6 ilustra a característica de magnitude relatada e cada tipo de filtro.

Figura 6 – Gráficos contendo a magnitude e resposta ideal de filtros: (a) Filtro passa baixas; (b) Filtro passa altas; (c) Filtro passa faixa; (d) Filtro rejeita faixa.



Fonte: Adaptado de Nilsson e Ride (2009, p. 468).

Observando a Figura 6, é possível perceber que o sinal que será aceito pelo filtro, possui característica de frequência semelhante a banda passante do filtro, e o sinal rejeitado pelo filtro possui frequências semelhante a banda rejeitada pelo filtro. Portanto a escolha da implementação de cada filtro irá depender das necessidades de cada projeto.

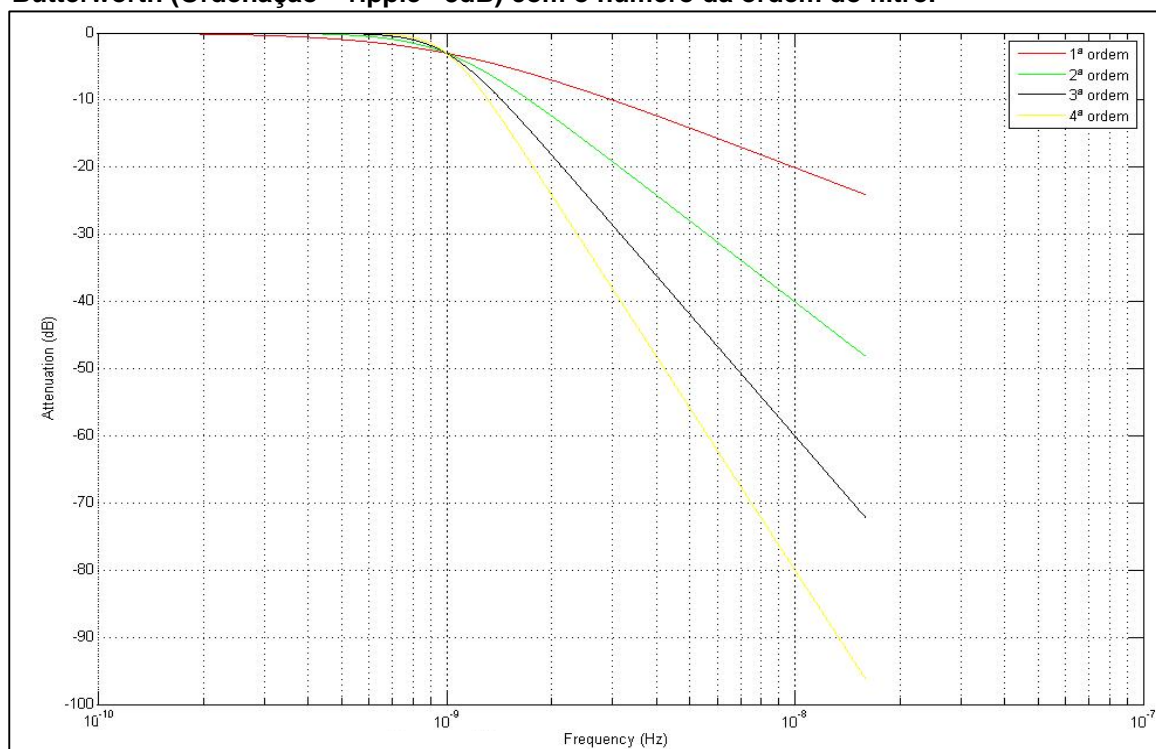
2.4. FUNÇÃO DE APROXIMAÇÃO

Na subseção anterior foi apresentada a definição de filtros analógicos, porém existem diversas funções de aproximação que implementam os filtros analógicos, e cada função possui uma característica específica. Nesta seção serão apresentadas as seguintes funções de aproximação: Butterworth, Chebyshev e Cauer (elíptico).

2.4.1. Função de Aproximação de Butterworth

Segundo Lathi (2007, p. 422), a função de aproximação de Butterworth possui características planas na faixa de passagem, ou seja, ela não possui nenhuma oscilação em sua banda passante, e atenua linearmente um sinal em sua banda de rejeição. A atenuação de um filtro com função de aproximação Butterworth depende diretamente da sua ordem, quanto maior é a sua ordem, maior será a atenuação por década do filtro. A Figura 7 apresenta a relação do aumento da ordem do filtro com a atenuação do sinal.

Figura 7 – Relação da atenuação da resposta de um filtro com função de aproximação Butterworth (Ordenação = ripple= 3dB) com o número da ordem do filtro.



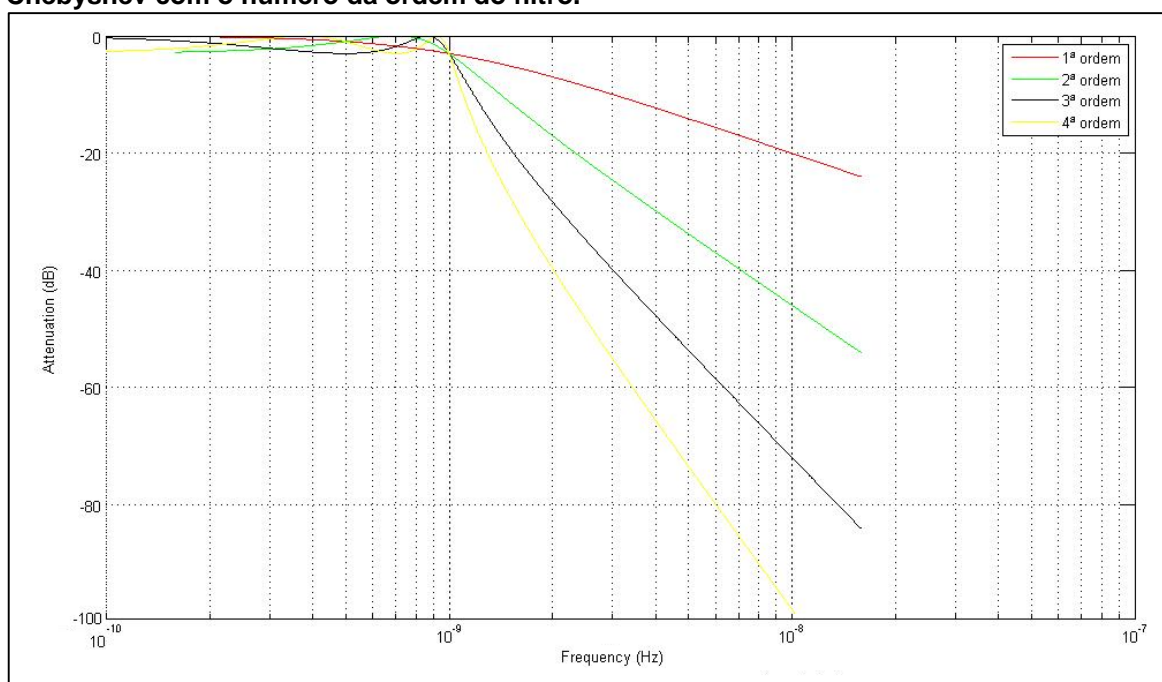
Fonte: Autoria Própria (2017).

Observando a Figura 7, é possível perceber que com o aumento da ordem do filtro, maior será a atenuação por década do sinal de saída. Portanto, enquanto um filtro de primeira ordem atenua um sinal de saída de 20 dB por década, outro filtro com a mesma função de aproximação, porém de quarta ordem, atenua o mesmo sinal 80 dB por década.

2.4.2. Função de Aproximação de Chebyshev

Conforme é relatado por Lathi (2007, p. 425) a função de aproximação de Chebyshev possui maior eficiência de atenuação da faixa de banda passante, quando comparado com um filtro de função de aproximação Butterworth da mesma ordem. Segundo Lathi (2007), outra diferença importante de ser destacada, refere-se a linearidade da função de aproximação Butterworth. Enquanto ela possui uma resposta plana em sua faixa de passagem, a função de aproximação de Chebyshev tem como característica oscilações na faixa de passagem, que representam a ordem que o filtro foi implementado, ou seja, cada ordem do filtro, irá impactar na quantidade de oscilações na faixa de passagem do filtro. A Figura 8 mostra esta relação da oscilação da faixa de passagem com a ordem do filtro.

Figura 8 – Relação da atenuação da resposta de um filtro com função de aproximação Chebyshev com o número da ordem do filtro.



Fonte: Autoria Própria (2017).

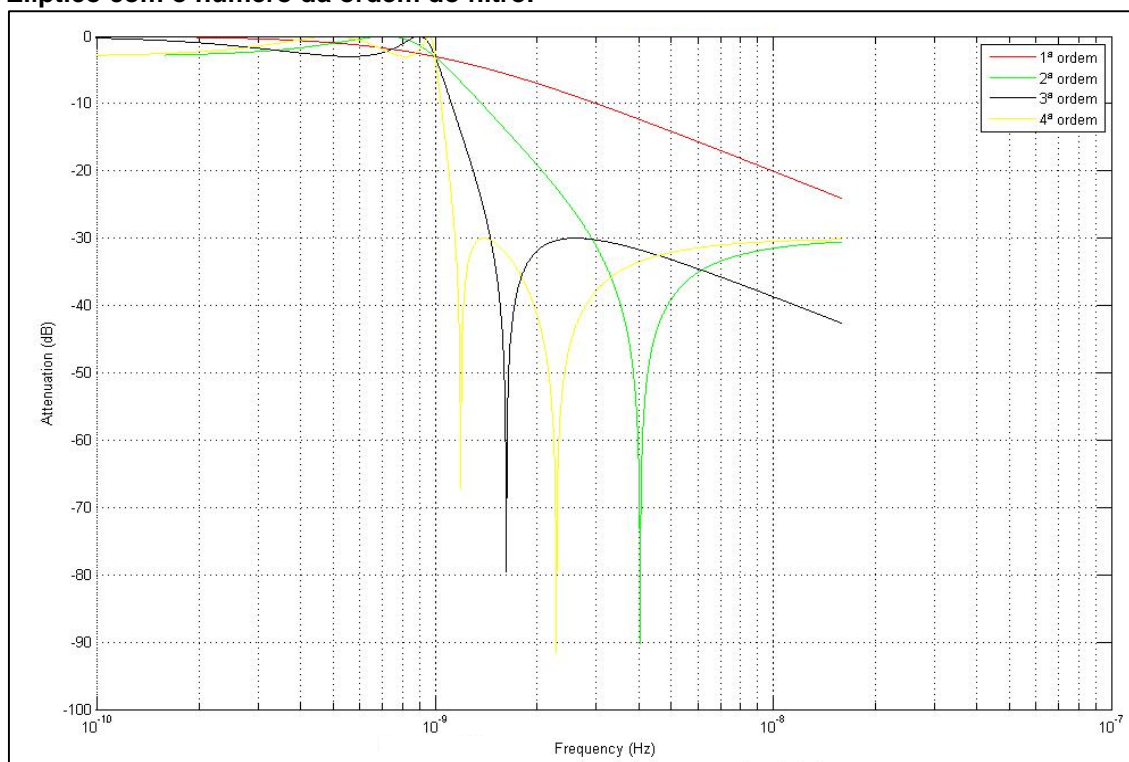
Analisando a Figura 8, é possível realizar um comparativo com a Figura 7, onde torna-se possível verificar a confirmação da afirmação feita pelo autor B. P. Lathi, sobre a melhor eficiência dos filtros com função de aproximação Chebyshev. Esta

confirmação fica nítida, quando é comparada a resposta do filtro Butterworth de terceira ordem com um filtro Chebyshev da mesma ordem. A atenuação acima da frequência de corte filtro Chebyshev é maior que 60 db por década.

2.4.3. Função de Aproximação de Cauer (Filtro elíptico)

Outra função de aproximação descrita na teoria é a função de aproximação de Cauer, conhecida também como função de aproximação elíptica. Segundo a empresa MAXIM (1999) a função de Cauer, consegue ter um desempenho de atenuação na faixa de banda passante superior a função de aproximação Chebyshev. A Figura 9 mostra graficamente a atenuação de um filtro Elíptico e a relação de maior atenuação de acordo com o aumento da ordem do filtro.

Figura 9 – Relação da atenuação da resposta de um filtro com função de aproximação Elíptico com o número da ordem do filtro.

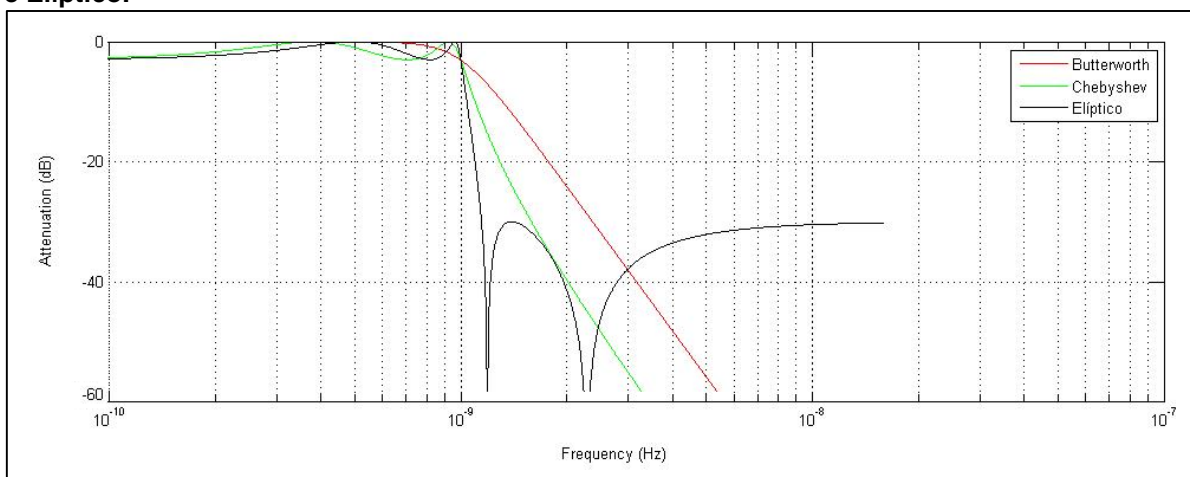


Fonte: Autoria Própria(2017).

Com a Figura 9, para uma atenuação de 30 dB, é possível verificar que a faixa de atenuação da banda passante é muito mais abrupta, quando se faz uma comparação com os filtros de mesma ordem com funções de aproximação de

Chebyshev e Butterworth, presentes nas Figura 8 e Figura 7 respectivamente. Para ressaltar essa maior eficiência da função de aproximação de Cauer, foi plotada a Figura 10 que mostra a eficiência de filtros que possuem a mesma ordem e o mesmo sinal de entrada.

Figura 10 – Comparativo das atenuações na faixa de banda passante e de velocidade de atenuação após a frequência de corte, entre funções de aproximação Butterworth, Chebyshev e Elíptico.



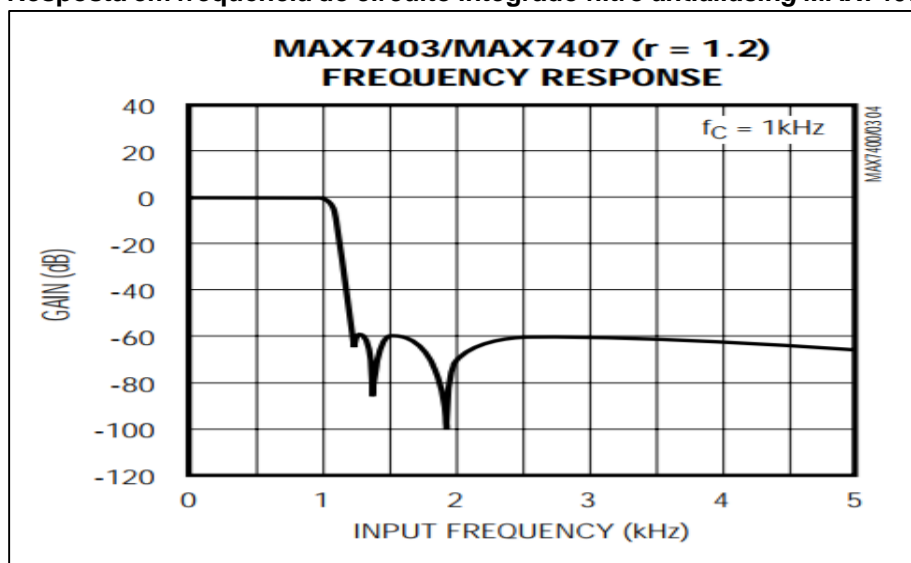
Fonte: Autoria Própria.

Por meio da Figura 10 é possível verificar que o filtro com função de aproximação de Cauer possui maior eficiência pelo fato de atenuar um sinal muito mais rápido quando comparado com as outras funções de aproximação (banda de transição mais estreita).

2.5. FILTRO *ANTI*ALIASING COMERCIAL

Depois do estudo realizado na subseção 2.4 sobre funções de aproximação, foi constatado o melhor desempenho do filtro Elíptico em sua faixa de banda passante. Por esse motivo foram pesquisadas soluções existentes no mercado, que implementem a função de aproximação de Cauer. A solução mais viável em termos de preço encontrada no mercado, é o chip da empresa Maxim, modelo MAX7407. Este filtro possui uma implementação de filtro com função de aproximação de Cauer de oitava ordem, que de acordo com a Figura 11, torna possível atenuar um sinal em 60 dB.

Figura 11 – Resposta em frequência do circuito integrado filtro *antialiasing* MAX7407 da Maxim.



Fonte: Maxim (2009).

2.6. CONVERSOR ANALÓGICO/DIGITAL

A maioria dos sinais presentes em nosso cotidiano, no mundo real, são sinais analógicos, como por exemplo, um termômetro de mercúrio, uma balança de mola, sensores de temperatura, pressão, entre outros. Porém, muitos desses sinais analógicos necessitam ser convertidos para sinais digitais, com o intuito de aplicar diferentes técnicas de processamento digital, utilização de sinais para aplicações digitais, entre outras aplicações. Para realizar essa conversão de um sinal analógico para um sinal discreto é utilizado um conversor analógico/digital.

O conversor analógico/digital tem a função de atribuir valores para cada amostra obtida de sinal analógico de acordo com sua resolução. A quantidade de amostras obtidas pelo conversor varia de acordo com a taxa de amostragem, ou seja, se um sinal é amostrado a uma frequência de 10 Hz, significa que o conversor amostra 10 pontos por segundo do sinal analógico. A Tabela 3 apresenta a relação da resolução do conversor analógico/digital com a representação das amostras de um sinal analógico.

Tabela 3 – Relação da representação numérica com a resolução conversor analógico/digital

Resolução	Representação Numérica
4 bits	0 - 15
6 bits	0 - 63
8 bits	0 - 255
10 bits	0 - 1023
12 bits	0 - 4095

Fonte: Aatoria Própria (2017).

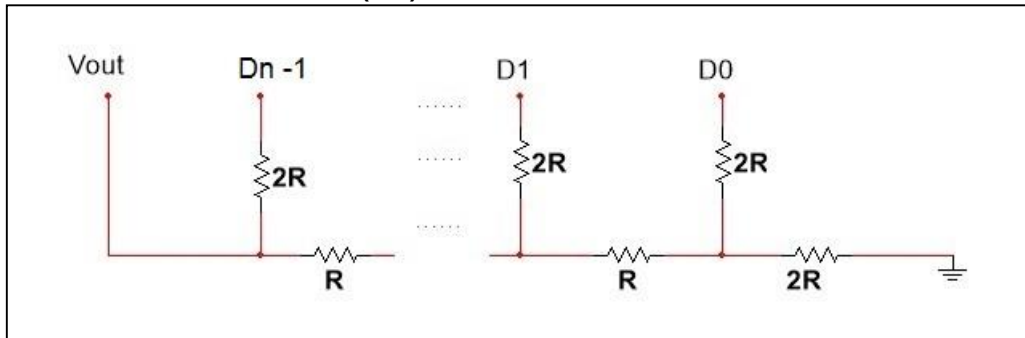
Observando a Tabela 3, é possível perceber que quanto maior for a resolução do conversor, maior será a precisão dos valores amostrados. A escolha da resolução do conversor depende da aplicação e necessidade do projeto.

2.7. CONVERSOR DIGITAL/ANALÓGICO COM REDE R-2R

Este trabalho efetua a filtragem de um sinal de entrada e efetua a sua amostragem por meio de um microcontrolador. Assim, digitalizando o sinal recebido por meio de um conversor analógico/digital, é necessário realizar a conversão desse sinal, para depois apresentar ao usuário o resultado obtido por meio da filtragem escolhida. A rede R-2R tem exatamente este objetivo, converter um sinal digitalizado para um sinal analógico.

Este conversor digital/analógico é muito utilizado por conta da sua facilidade de implementação, onde são utilizados apenas dois conjuntos de resistores, com valores R e 2R. Outra característica importante desta rede é a fácil adaptação para adicionar novos bits no conversor. Para isso basta aumentar a rede em dois resistores para adequar o circuito a essa necessidade. A Figura 12 mostra o esquemático de um conversor digital/analógico utilizando rede R-2R para um número genérico de bits de entrada.

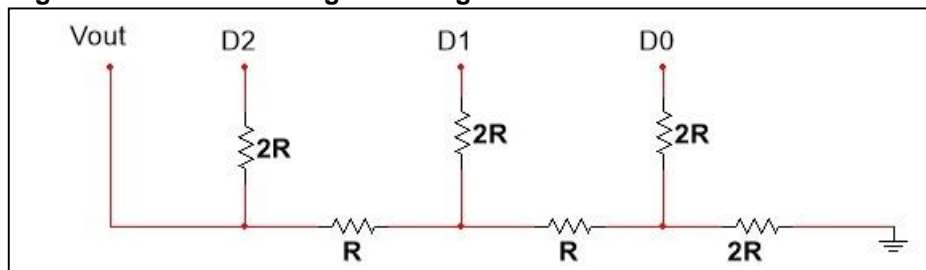
Figura 12 – Conversor digital/analógico utilizando rede R-2R de n bits, sendo (n+1) resistores com valores 2R e (n-1) resistores com valor R.



Fonte: Autoria Própria (2017).

Analisando a Figura 12, é possível perceber que a tensão de saída irá variar de acordo com as entradas D_0 a D_n , assim alterando o nível lógico e produzindo um sinal analógico de saída correspondente as entradas digitais. Para entender melhor essa relação da tensão de saída com variação das entradas digitais é utilizada um exemplo de um conversor de 3 bits, representado pela Figura 13.

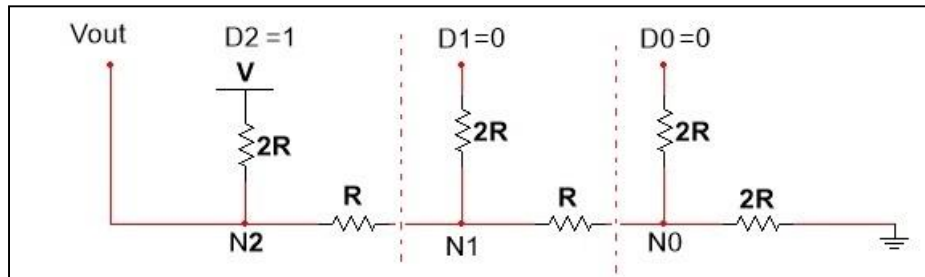
Figura 13 – Conversor digital/analógico utilizando rede R-2R de 3 bits



Fonte: Autoria Própria(2017).

Para facilitar a visualização da relação da variação das entradas digitais com a tensão de saída, será adotado um exemplo com entradas digitais nos respectivos valores: $D_2 = 1$, $D_1 = 0$, $D_0 = 0$. Com estes valores de entradas digitais estipulados, a nova configuração do circuito é representada na Figura 14.

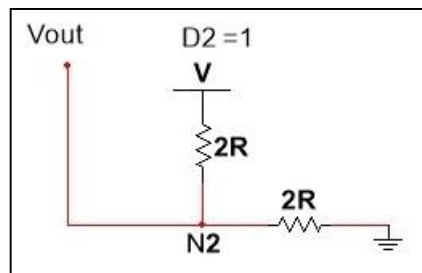
Figura 14 – Conversor digital/analgico utilizando rede R-2R de 3 bits dividido em nós



Fonte: Autoria Própria (2017).

Observando a Figura 14 é possível perceber que foram adicionados três nós N_0 , N_2 , N_3 , para facilitar o cálculo da tensão de saída deste circuito. Iniciando a análise do circuito da Figura 14 pelo nó N_0 , é possível perceber que os dois resistores desta malha encontram-se em paralelo, e sua resistência equivalente pode ser determinada pela relação do produto dos resistores ($2R$ e $2R$) dividido pela sua soma, resultando em um valor equivalente a R . Substituindo este valor de resistência equivalente no circuito da Figura 14 é possível perceber que o nó N_1 ficará com a mesma configuração analisada anteriormente no nó N_0 , portanto a resistência equivalente encontrada em N_1 também será R . Depois desta análise do circuito nos nós N_0 , N_1 , a nova configuração do circuito está representada na Figura 15.

Figura 15 – Circuito equivalente



Fonte: Autoria Própria (2017).

Finalmente para encontrar a tensão de saída do circuito da Figura 15, é possível aplicar a fórmula do divisor de tensão representada na Equação 4 em N_2 .

$$V_{out} = V * \frac{2R}{2R + 2R}$$

$$V_{out} = \frac{V}{2}$$

Equação (4)

Para a entrada digital $D_2 = 1$, $D_1 = 0$, $D_0 = 0$ foi encontrado o valor de tensão de saída de V (tensão de entrada de D_2) dividido por dois. Fazendo a mesma simulação descrita anteriormente variando as entradas digitais D_1 e D_0 é possível encontrar a relação da influência destas entradas na tensão de saída deste conversor.

Tabela 4 – Relação das entradas digitais com a tensão de saída de um circuito R-2R

Entrada Digital D_2	Entrada Digital D_1	Entrada Digital D_0	Tensão de saída
1	0	0	$V/2$
0	1	0	$V/4$
0	0	1	$V/8$

Fonte: Autoria própria (2017).

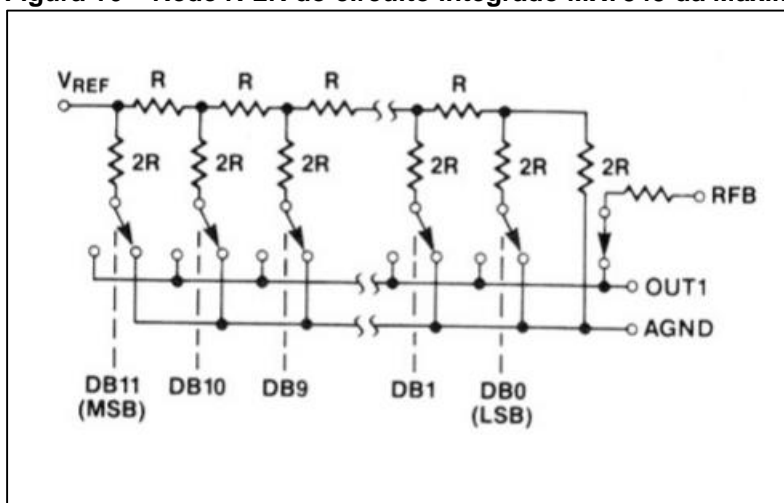
Com a Tabela 4 é possível perceber a influência que cada bit tem na tensão de saída do circuito e torna-se mais fácil calcular a tensão de saída do conversor. Para isto basta somar a tensão de saída de cada bit que está ativo para descobrir a tensão de saída do circuito.

A Tabela 4 também mostra a facilidade de trabalhar com o conversor de rede R-2R, onde é possível aumentar a quantidade de entradas adicionando apenas novos nós no circuito da Figura 13 e a influência deste novo bit mais significativo na tensão de saída do circuito é $\frac{V}{2^n}$.

2.7.1. Conversor digital/analógico comercial da Maxim modelo MX7545

Na secção 2.6 foi apresentado o funcionamento de um conversor digital/analógico utilizando uma rede R-2R, porém para o desenvolvimento deste trabalho será utilizado um circuito integrado produzido pela empresa Maxim modelo MX7545, que já possui uma rede R-2R implementada. A Figura 16 apresenta uma simplificação do diagrama de implementação do circuito R-2R desse circuito integrado.

Figura 16 – Rede R-2R do circuito integrado MX7545 da Maxim



Fonte: Maxim (p. 6, 1995).

Observando a Figura 16 é possível perceber que o diagrama possui a mesma implementação apresentada na Figura 12. A utilização deste circuito integrado facilitará a otimização de espaço do desenvolvimento do módulo. Outra característica importante deste circuito é a resolução de 12 bits, que é a mesma resolução do conversor analógico digital presente no microcontrolador, que será apresentado na seção 2.8.

2.8. MICROCONTROLADOR DA CYPRESS

O microcontrolador da empresa Cypress possui uma abstração de programação de hardware. Por meio do software PSoC Creator é possível programar todo o hardware do microcontrolador utilizando a função *TopDesign*, que facilita a configuração de hardware. Para o desenvolvimento deste trabalho foi adotado a placa CY8CKIT-042-BLE. Com esta placa, além da compatibilidade com o software PSoC Creator, é possível escolher diversos tipos de módulos que se adequem as necessidades do projeto. O microprocessador adotado neste trabalho é o modelo CY8C4247LQI-BL483 e suas configurações foram adicionadas na Tabela 5.

Tabela 5 – Características do microcontrolador CY8C4247LQI-BL483 da Cypress.

Funcionalidades	Descrição
Conversor analógico digital	12 bits de resolução
Conversor digital/analógico	8 bits
Timer	16 bits
Bluetooth Low Energy	2.4-GHz
GPIO	36 Pinos
Cortex-M0	Permite gerar clocks de até 48 MHz

Fonte: PSoC® 4: PSoC 4XX7_BLE Family Datasheet (2017).

Conforme é relatado na Tabela 5, este microcontrolador permite gerar clocks até 48 MHz. Esta característica é importante para este trabalho, pelo fato de ser utilizado filtros *antialiasing*, que possuem como característica, configuração da frequência de corte por meio de clocks. Portanto com esse microcontrolador torna-se possível gerar várias frequências de cortes para os filtros *antialiasing*, permitindo assim produzir cenários de testes relatados na seção 4.

2.9. MICROCONTROLADOR DA TEXAS INSTRUMENTS

O microcontrolador MSP430 é produzido pela empresa Texas Instruments e pode ser programado pelo ambiente integrado *Code Composer Studio*. Sua configuração de hardware difere do microprocessador CY8C4247LQI-BL483, pois a configuração de hardware é efetuado por meio de escrita direto em seus registradores. A Tabela 6 apresenta as configurações deste microcontrolador.

Tabela 6 – Características do microcontrolador MSP4302132T da Texas Instruments.

Funcionalidades	Descrição
Conversor analógico/digital	Resolução de 10 bits
Tensão	1.8 V a 3.6 V
Timer	16 bits
Processador MSP-2132T	16 MHz
GPIO	24 pinos

Fonte: Texas Instruments (2012)

Este microcontrolador foi escolhido para o desenvolvimento do trabalho pelo fato de possuir um conversor analógico/digital de dez bits e vinte e quatro portas de

entrada e saída digitais, conforme é relatado na Tabela 6. Este conversor permite amostrar um sinal analógico de 6 kHz por segundo.

3. DESENVOLVIMENTO

Nas seções anteriores foram apresentados os objetivos e os fundamentos teóricos utilizados neste trabalho. O objetivo deste Capítulo é mostrar a junção dos conteúdos apresentados no referencial teórico para o desenvolvimento deste trabalho. Como o intuito deste trabalho é apresentar filtros que evitam o efeito *aliasing*, será primeiramente abordado estudo sobre o desempenho dos filtros. Depois deste estudo serão apresentadas informações sobre o firmware para o microcontrolador, conversor analógico/digital e conversor digital/analógico utilizados neste trabalho.

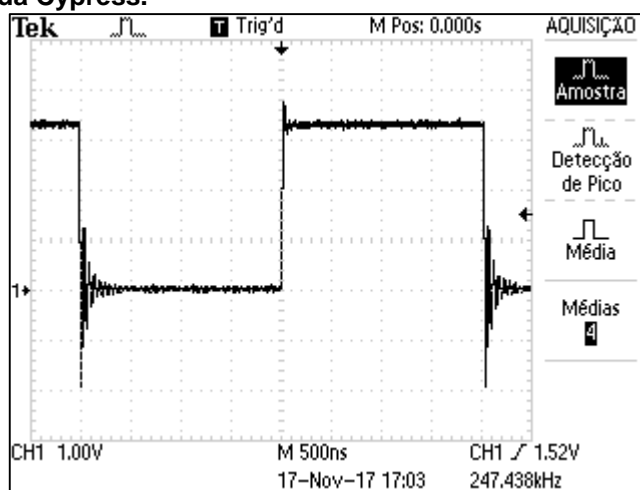
3.1. FIRMWARE

Nesta seção serão apresentados os firmwares desenvolvidos para configurar os dois microcontroladores utilizados neste trabalho.

3.1.1. Microcontrolador CY8C4247LQI-BL483 da Cypress

O firmware criado para este microcontrolador, configura clocks para serem aplicados nos filtros Maxim MAX7407, com o objetivo de ajustar a sua frequência de corte. A Figura 17 mostra este sinal gerado pelo microcontrolador.

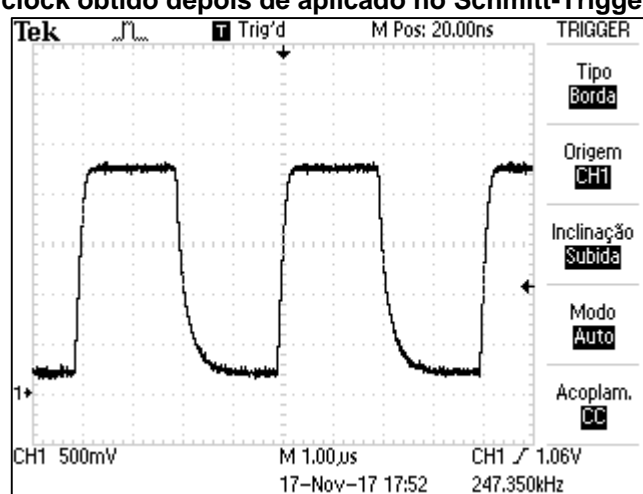
Figura 17 – Sinal de clock para os filtros *antialiasing*, gerado pelo microcontrolador CY8C4247LQI-BL483 da Cypress.



Fonte: Autoria Própria (2017).

A Figura 17 mostra um sinal de clock com muita variação nas bordas de subida e descida do sinal, esse comportamento compromete a frequência de corte, alterando assim o funcionamento adequado do filtro Maxim MAX7407. Para corrigir este problema foi utilizado um Schmitt-Trigger modelo SN74LS47N para enquadrar o sinal gerado por esse microcontrolador. O resultado do sinal de clock obtido depois de aplicá-lo ao Schmitt-Trigger é apresentado na Figura 18.

Figura 18 – Sinal de clock obtido depois de aplicado no Schmitt-Trigger modelo SN74LS47N.



Fonte: Autoria própria (2017).

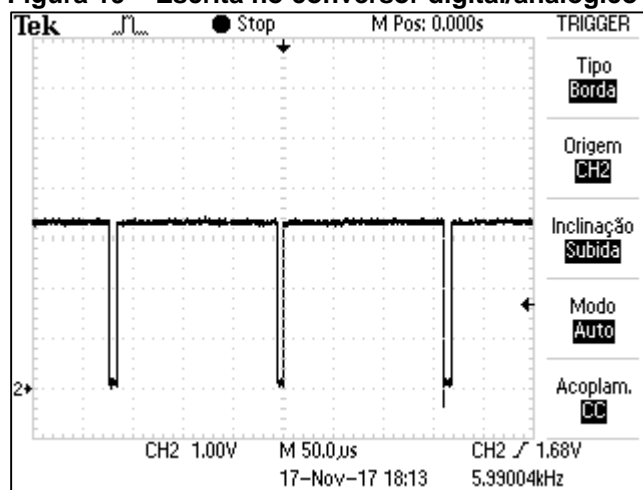
Comparando a Figura 18 com a Figura 17 é possível verificar que o sinal obtido depois de aplicado no Schmitt-Trigger modelo SN74LS47N, é um sinal com menor oscilação nas bordas de subida e descida. Com o sinal obtido na Figura 18 torna-se possível aplicá-lo no filtro da Maxim MAX7407 sem interferir em seu funcionamento.

3.1.2. Microcontrolador MSP430F2132T da Texas Instruments

O firmware criado para o microcontrolador MSP430F2132T tem como objetivo configurar o conversor analógico/digital e efetuar a escrita nos ports do chip da Maxim modelo MX7545. O conversor analógico/digital foi configurado para efetuar uma frequência de amostragem de 6 kHz. A cada leitura realizada, é efetuada a escrita dessa amostra no conversor digital/analógico, desprezando os bits menos

significativos do valor convertido, por causa da diferença da resolução dos conversores. A Figura 19 mostra a configuração de frequência de amostragem, definida em 6 kHz, para amostrar o sinal de entrada.

Figura 19 – Escrita no conversor digital/analgico



Fonte: Autoria própria (2017).

4. RESULTADOS

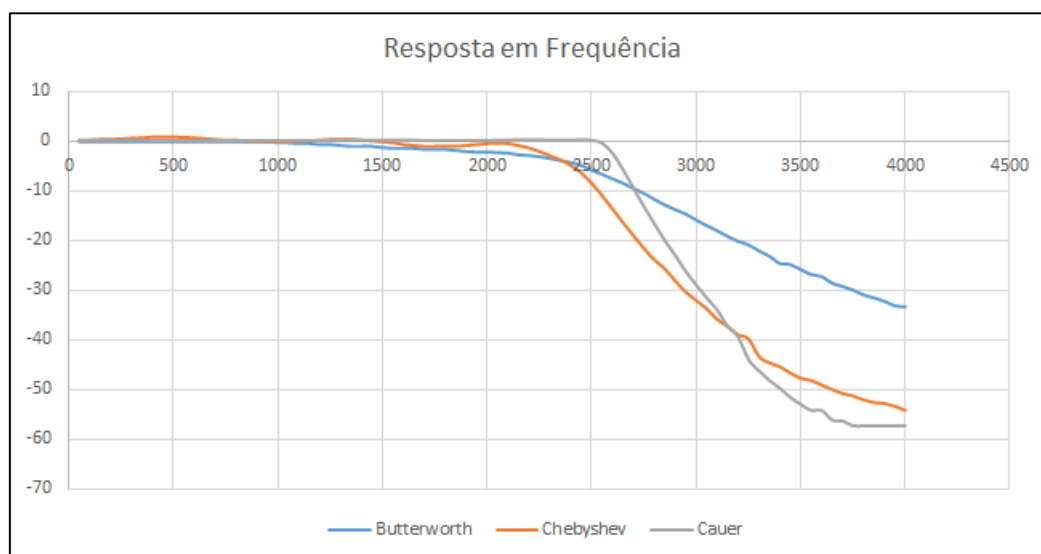
Nesta seção serão apresentados três cenários que testam a implementação de todas as funcionalidades do módulo desenvolvido. Também é mostrado um estudo comparativo de desempenho de filtros com diferentes funções de aproximação, para sinais de entrada iguais, fornecidos por um gerador de funções.

4.1. COMPARATIVO DE FILTROS ANALÓGICOS

Aqui se apresenta um estudo sobre a resposta em frequência de filtros com função de aproximação Butterworth, Chebyshev e Cauer, com o intuito de relacionar a teoria apresentada anteriormente na subseção 2.4.

Para realizar este procedimento, com o auxílio do software FilterPro, foram implementados dois filtros com função de aproximação diferentes, porém com a mesma ordem (oitava ordem). Estes dois filtros implementados foram comparados com o filtro elíptico da empresa Maxim, modelo MAX7407. Como estes três filtros possuem a mesma ordem, foi escolhido verificar a resposta em frequência de cada filtro, para realizar uma comparação dos seus desempenhos. Para definir um sinal de entrada padrão e permitir realizar a comparação dos filtros, foi utilizado um gerador de funções, para fornecer sinais de entrada dos filtros. O resultado apresentando o comparativo do desempenho de cada filtro foi colocado na Figura 20.

Figura 20 – Resposta em frequência, levantada em laboratório, para filtros Butterworth, Chebyshev e Cauer de oitava ordem.



Fonte: Autoria Própria (2017).

Analisando a Figura 20, é possível perceber que o filtro com função de aproximação Chebyshev, não teve um comportamento adequado para um filtro de 8ª ordem. Conforme é relatado na teoria deste trabalho, o filtro Chebyshev deveria possuir oito oscilações antes da atenuação do sinal, por causa do número da ordem implementada na função de aproximação. Também é possível verificar que o filtro Chebyshev, apesar de ser implementado para uma frequência de corte de 2,5 kHz, atenuou o sinal de entrada, em uma frequência inferior a frequência de corte projetada. Essa discrepância deve-se ao fato do filtro ter sido implementado com componentes com baixa precisão. Como os componentes não são precisos, acaba alterando as características do projeto, alterando assim as suas características.

Portanto, comparando os três filtros projetados, o filtro elíptico modelo MAX7407, possui melhor eficiência e confiança nos resultados obtidos na resposta em frequência.

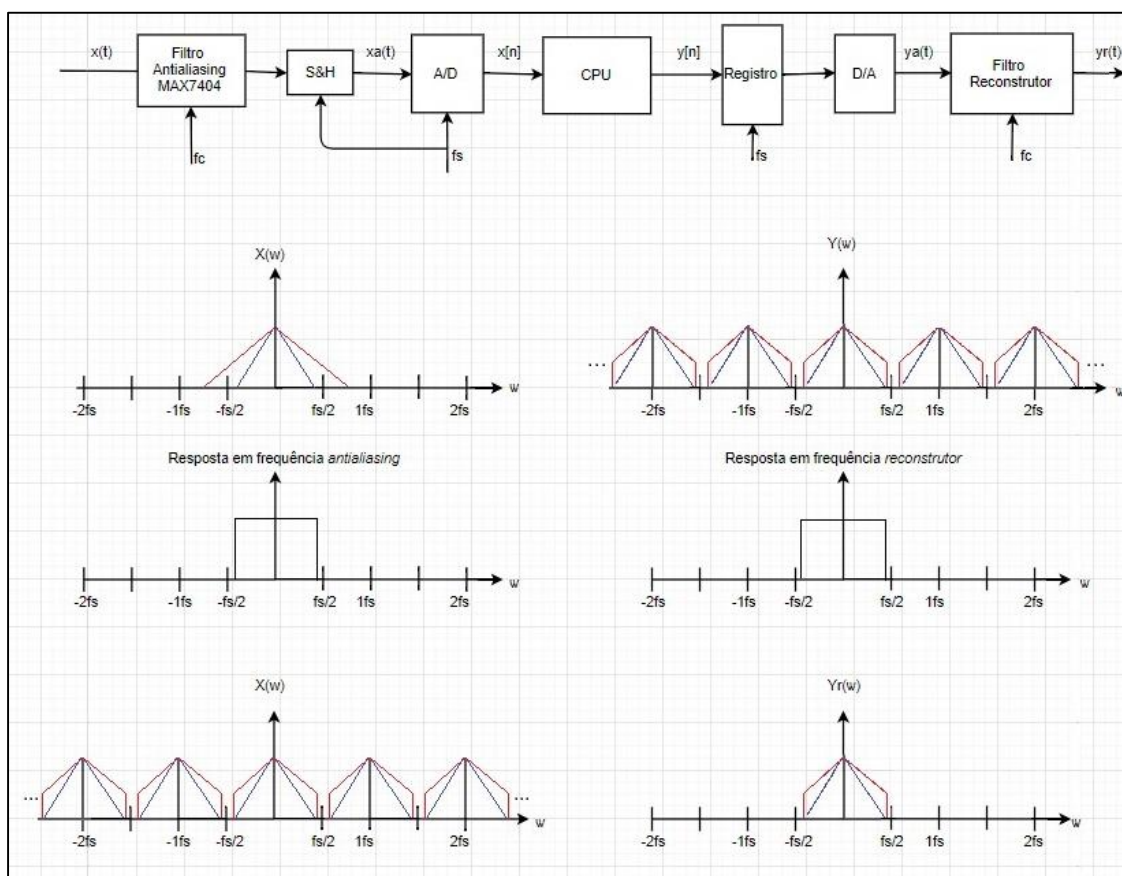
4.2. CENÁRIO 1: PROJETO CORRETO DO SISTEMA DE PDS, SISTEMA SEM ALIASNG

4.2.1. Objetivo

Neste cenário é proposto um modelo adequado de projetos de filtros, utilizando o circuito integrado MAX7407 da empresa Maxim, onde os filtros *antialiasing* e reconstrutor serão configurados para evitar o efeito *aliasing* no sinal reconstruído.

4.2.2. Diagrama do Cenário 1

Figura 21 – Diagrama do sistema de PDS do cenário 1, com implementações adequadas de filtro



Fonte: Autoria Própria (2017).

4.2.3. Resultados Esperados

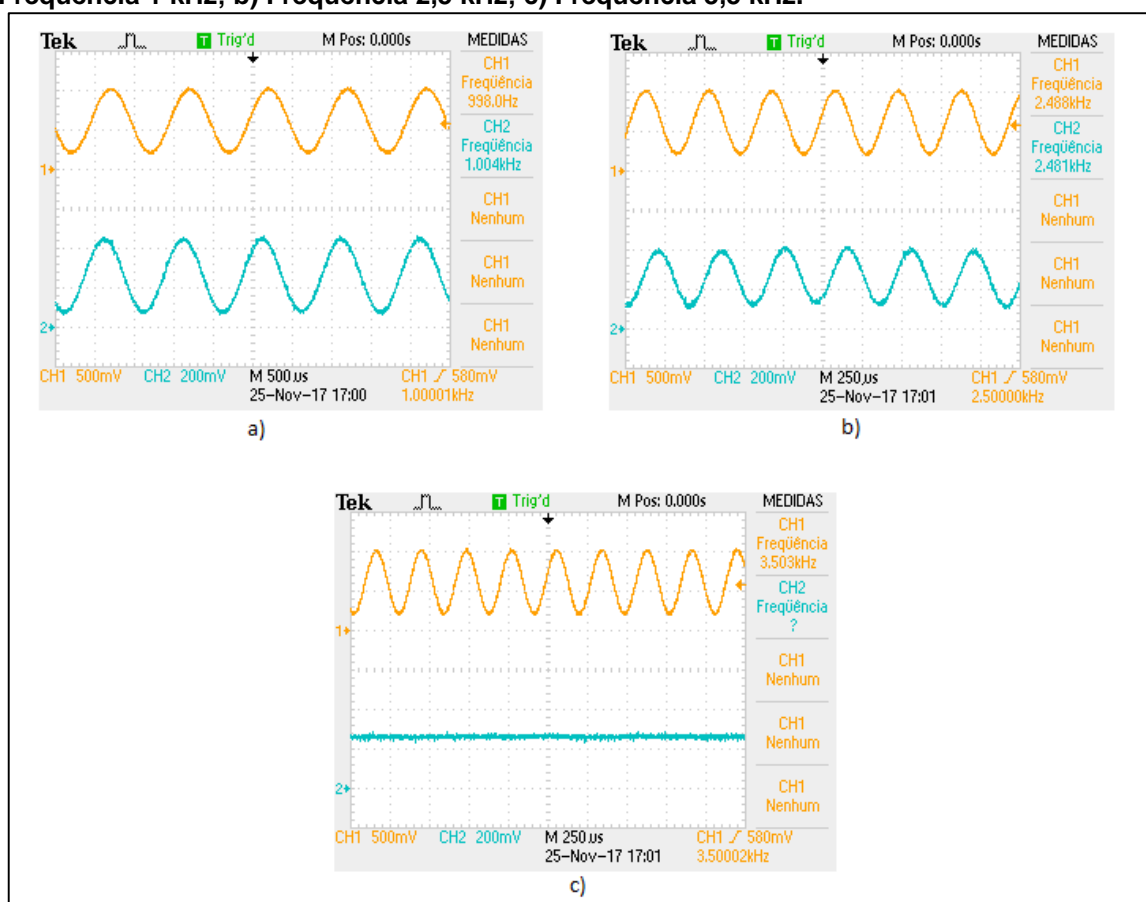
Como os filtros projetados neste cenário seguem o critério de Nyquist, onde a frequência de corte do filtro *antialiasing* é inferior a metade da frequência de

amostragem, o sinal de saída não sofrerá nenhuma alteração, pois qualquer frequência maior que a frequência de corte do filtro, será atenuada, evitando assim o efeito *aliasing* no sinal de saída.

4.2.4. Resultados Obtidos

Para avaliar o resultado obtido pelo módulo neste cenário, foi estipulada uma sequência de testes. A frequência foi variada três vezes, para frequências de 1 kHz, 2,5 kHz e 3,5 kHz, para um filtro *antialiasing* e reconstrutor projetado com frequência de corte de 2,5 kHz. Com o auxílio de um osciloscópio foi verificado a forma de onda da entrada, antes de passar pelo filtro *antialiasing*, e depois do sinal ser amostrado e passar pelo filtro reconstrutor do módulo. Os resultados obtidos foram colocados na Figura 22, onde o canal de entrada é representado pela cor amarela e o canal de saída é representado pela cor azul.

Figura 22 – Resposta dos sinais de entrada e saída do módulo para o Cenário 1: a) Frequência 1 kHz; b) Frequência 2,5 kHz; c) Frequência 3,5 kHz.



Fonte: Autoria Própria (2017).

De acordo com a Figura 22, é possível verificar que a variação de frequência de 1 kHz a 2,5 kHz, presentes na Figura 22a e Figura 22b respectivamente, possuem comportamento adequado, onde a frequência de entrada é a mesma frequência de saída. Também é possível verificar que não ocorreu *aliasing*, pelo fato de ser respeitado o critério de Nyquist.

Na Figura 22c, que possui uma frequência de entrada de 3 kHz, é possível perceber que o sinal de saída foi atenuado pelo filtro *antialiasing*, que possui como característica atenuar 60 dB na banda de rejeição, todo o sinal de entrada que for maior que a sua frequência de corte, definida em 2,5 kHz. Portanto, com o Cenário 1 é possível concluir que os filtros projetado atuaram adequadamente, limitando o espectro do sinal de entrada, e evitando a ocorrência do efeito *aliasing* no sinal de saída.

Neste cenário com filtro implementados de maneira adequada é possível concluir que, mesmo variando o sinal de entrada para qualquer frequência, o sinal de saída não sofrerá influência do efeito *aliasing*, por causa do filtro *antialiasing* que limita de maneira eficiente, todas as frequências que foram maiores que sua frequência de corte.

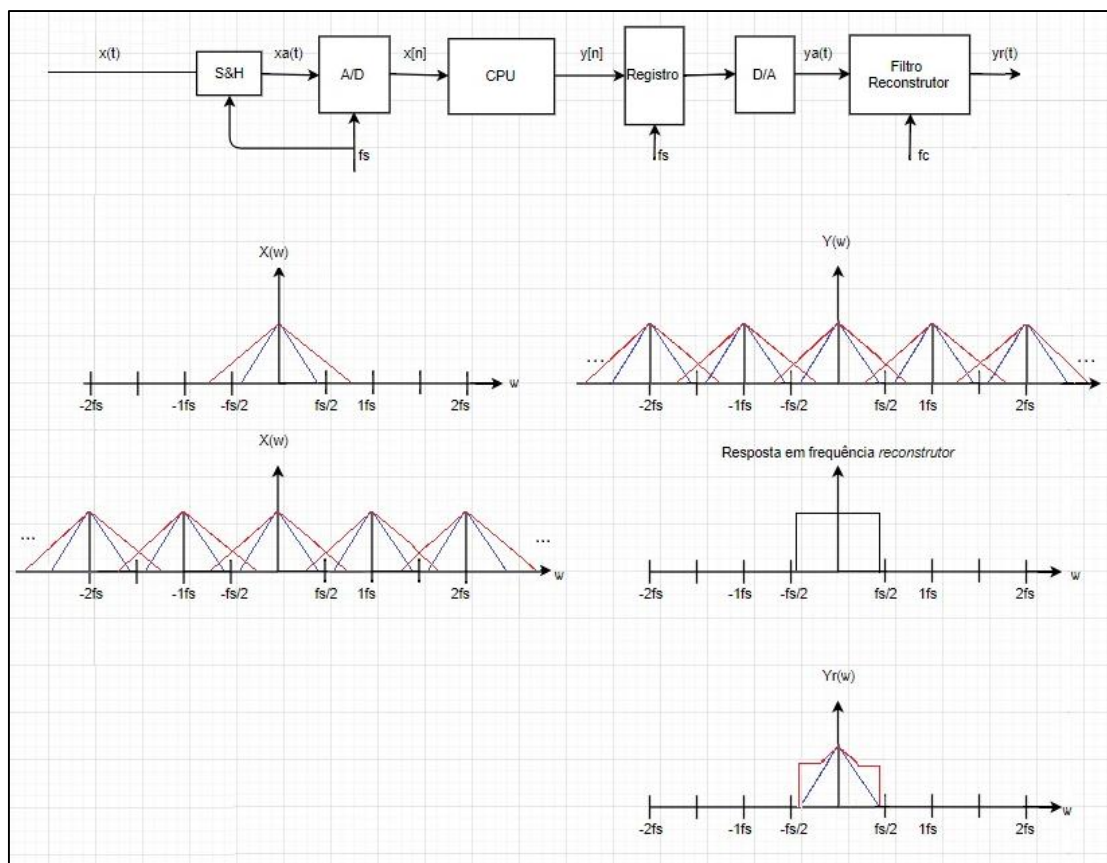
4.3. CENÁRIO 2: SISTEMA DE PDS SEM O FILTRO *ANTIALIASING*, *ALIASING* LATENTE

4.3.1. Objetivo

Este cenário tem como objetivo mostrar o efeito *aliasing* no sinal de saída. Onde será desativado o filtro *antialiasing*, presente no módulo, possibilitando assim que a variação da frequência do sinal entrada, apresente aos estudantes o início do efeito *aliasing* no sinal de saída.

4.3.2. Diagrama do Cenário 2

Figura 23 – Diagrama do sistema de PDS do cenário 2, sem filtro *antialiasing*.



Fonte: Autoria Própria (2017).

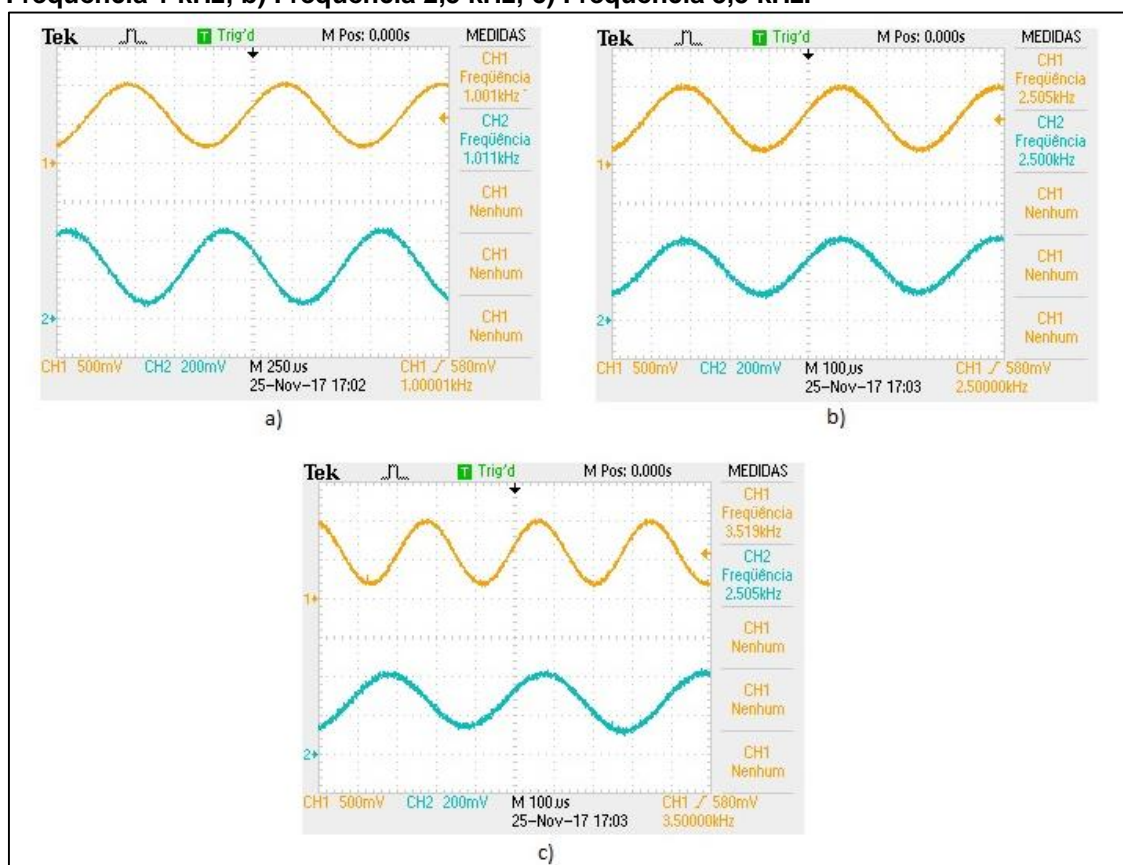
4.3.3. Resultados Esperados

Neste cenário será removido o filtro *antialiasing*, como pode ser notado na Figura 23. Portanto o sinal de saída não deverá sofrer nenhuma alteração, enquanto o sinal de entrada for inferior a metade da frequência de amostragem (3 kHz). A partir do momento que o sinal de entrada for maior que a frequência de amostragem, os espectros espelhados do sinal de entrada passam a ser sobrepostos em sua amostragem, conforme pode ser observado na Figura 23, causando o efeito *aliasing*, a sobreposição espectral. Portanto o sinal de saída do módulo que será reconstruído deverá ser diferente do sinal de entrada do módulo.

4.3.4. Resultados Obtidos

Para analisar este cenário, foi desativado do módulo os filtros *antialiasing*. Portanto o sinal de entrada colocado no módulo não sofreu nenhuma modificação até o processo de amostragem, realizado no conversor analógico/digital. Para verificar o comportamento do módulo, foi realizada uma variação na frequência do sinal de entrada, em 1 kHz, 2,5 kHz e 3,5 kHz. Com o auxílio de um osciloscópio foi verificado o comportamento do sinal de entrada, na cor amarela, e o do sinal de saída, representado pela cor azul. Os resultados foram dispostos na Figura 24.

Figura 24 – Resposta dos sinais de entrada e saída do módulo para o Cenário 2: a) Frequência 1 kHz; b) Frequência 2,5 kHz; c) Frequência 3,5 kHz.

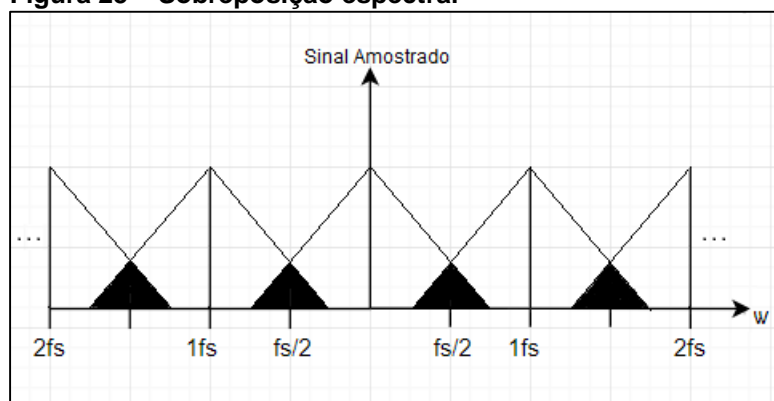


Fonte: Autoria Própria (2017).

Com a Figura 24a e Figura 24b é possível verificar que mesmo sem o filtro *antialiasing*, não ocorreu o efeito *aliasing* no sinal de saída, pois o filtro reconstrutor conseguiu reconstruir os sinais de entrada, sem alterar sua forma de onda e frequência, como pode ser verificado nos resultados obtidos na cor azul do

osciloscópio representado na Figura 24a e Figura 24b. Este fato ocorreu porque foi respeitado o critério de Nyquist, onde o sinal de entrada não ultrapassou o dobro da frequência de amostragem do conversor analógico/digital que foi definido em 6 kHz. Entretanto, ao analisar a Figura 24c é possível observar que a frequência do sinal de saída é diferente do sinal de entrada. Essa discrepância na reconstrução do sinal ocorre pelo fato do efeito *aliasing*. Como o critério de Nyquist não foi respeitado, o espectro espelhado replicado da faixa da frequência de amostragem de 6 kHz, acaba sobrepondo o espectro replicado. Portanto o sinal que o filtro reconstrutor está reconstruído não é o mesmo sinal que está sendo fornecido na entrada do módulo. Na Figura 24c, $\frac{f_s}{2} = 3 \text{ kHz}$, sinal de entrada $f_i = 3,5 \text{ kHz}$, sinal de saída $f_{out} = f_s - f_i = 2,5 \text{ kHz}$. Essa sobreposição espectral é melhor representada pela Figura 25.

Figura 25 – Sobreposição espectral



Fonte: Autoria Própria (2017).

Observando a Figura 25 verifica-se que o sinal que irá passar pelo filtro reconstrutor não é o mesmo do sinal de entrada, por isso o sinal de saída presente na Figura 24c, aparece com frequência diferente do sinal de entrada.

Esse cenário mostra a importância dos filtros *antialiasing*, que evitam a reconstrução de sinais diferentes do sinal amostrado. Também é possível observar como o efeito *aliasing* impacta no sinal de saída.

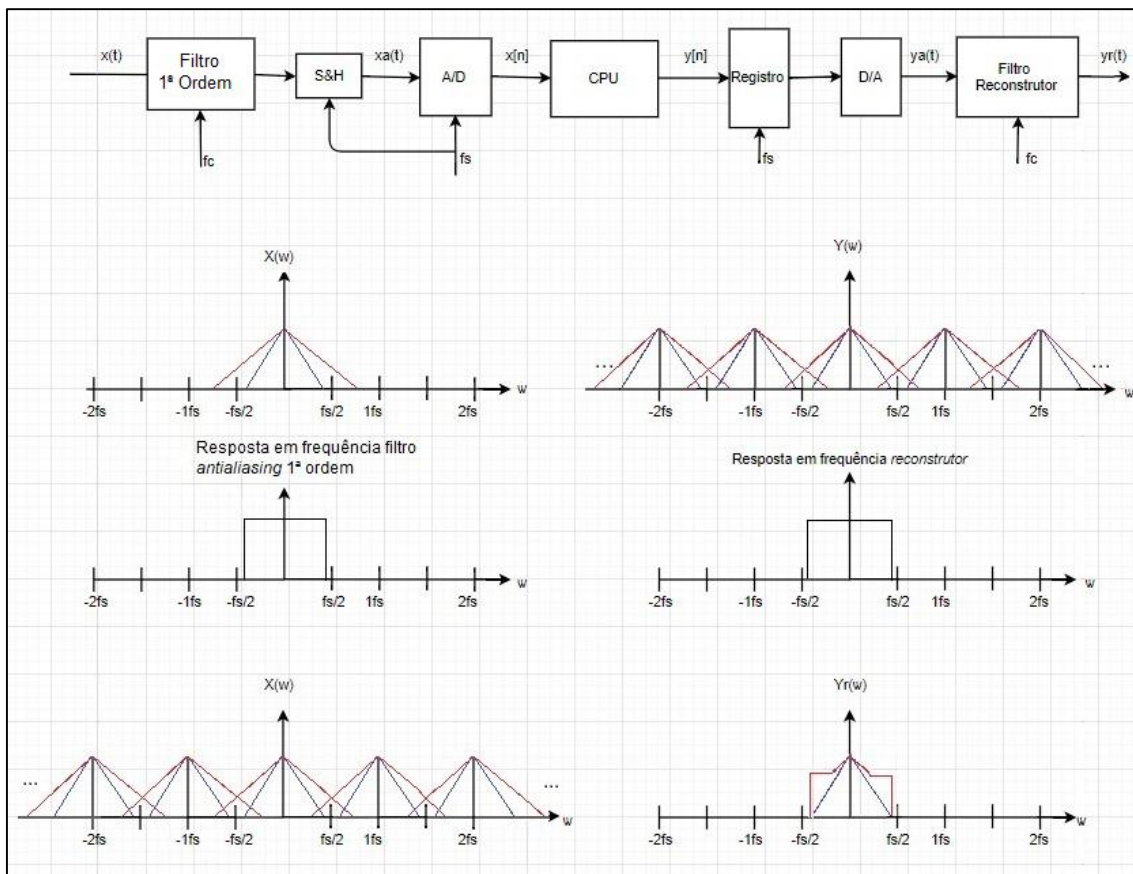
4.4. CENÁRIO 3: SISTEMA DE PDS COM IMPLEMENTAÇÃO INADEQUADA DE FILTROS

4.4.1. Objetivos

Este cenário apresenta as influências que um filtro projetado inadequadamente exerce no sistema de processamento digital de sinais.

4.4.2. Diagrama

Figura 26 – Diagrama do sistema de PDS do cenário 3, com implementações inadequados de filtro.



Fonte: Autoria Própria (2017).

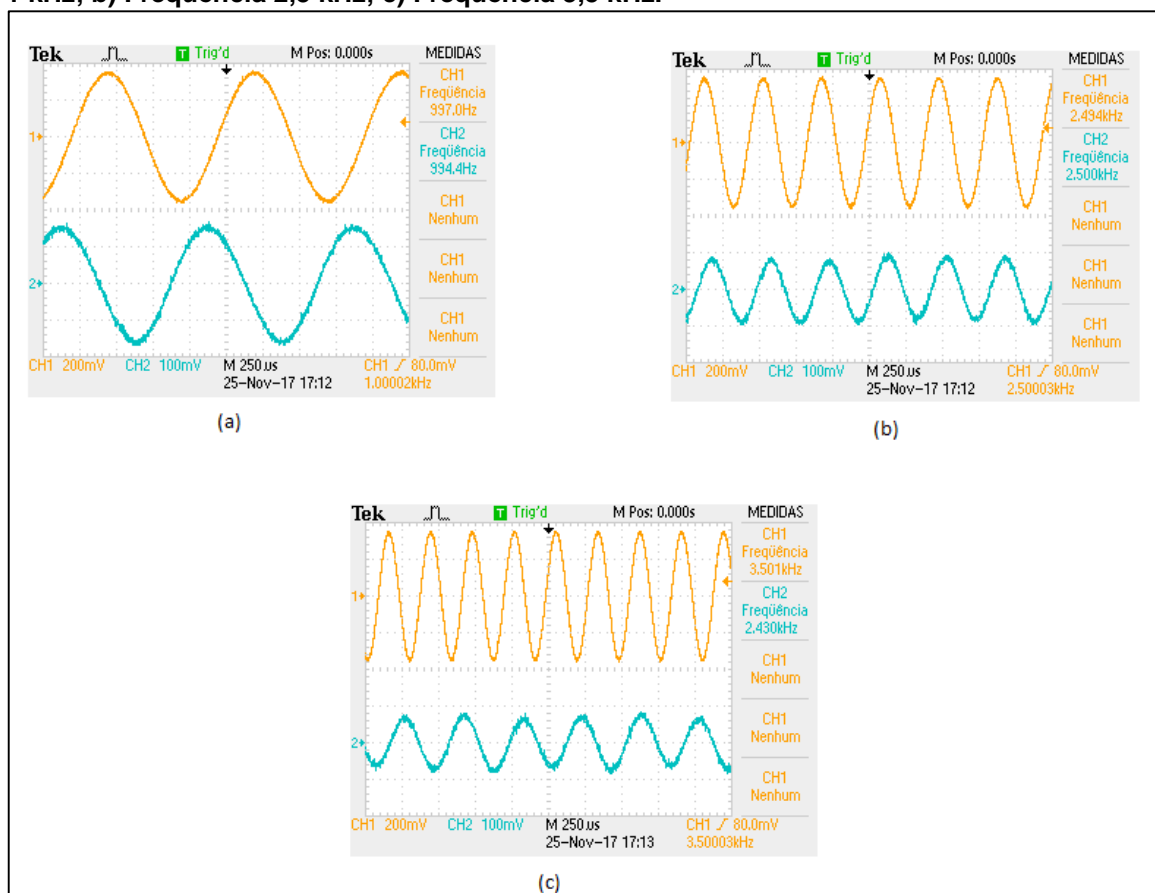
4.4.3. Resultados Esperados

Como neste cenário 3 é proposto a implementação de filtros inadequados, é esperado que o sinal reconstruído sofra alterações por conta do efeito *aliasing*, mesmo com a implementação de um filtro *antialiasing*. A ocorrência do efeito *aliasing* acontece por conta da característica do filtro implementado, onde foi utilizado uma frequência de corte de 2,5 kHz, para uma função de aproximação Butterworth de primeira ordem. Como este filtro atenua apenas 3dB por década, e a frequência de amostragem está definida em 6 kHz, o filtro não consegue atenuar de maneira eficiente, para evitar que o espectro espelhado do sinal amostrado sobreponha o espectro repetido replicado. Esta sobreposição pode ser observada na Figura 26-c, onde está destacado a sobreposição espectral que acarreta na ocorrência do efeito *aliasing*.

4.4.4. Resultados Obtidos

Para efetuar o teste deste cenário, foi selecionado no módulo, a opção para o sinal de entrada passar por um filtro *antialiasing* de primeira ordem, com função de aproximação Butterworth, com frequência de corte definida em 2,5 kHz. Depois dessa seleção, com o auxílio de um gerador de funções foi variada a frequência de entrada em 1 kHz, 2,5 kHz e 3,5 kHz. Para verificar o desempenho destes filtro, foi utilizado um osciloscópio para comparar os sinal de entrada e saída do módulo. Estes resultados foram colocados na Figura 27, onde o sinal de entrada é representado pela cor amarela, e o sinal de saída é representado pela cor azul.

Figura 27 – Resposta dos sinais de entrada e saída do módulo para o Cenário 3: a) Frequência 1 kHz; b) Frequência 2,5 kHz; c) Frequência 3,5 kHz.



Fonte: Autoria Própria (2017).

Com a Figura 27 é possível analisar que a variação do sinal de entrada não irá afetar no sinal de saída até a frequência de 2,5 kHz, porque está sendo respeitado o critério de Nyquist. Entretanto quando a frequência do sinal de entrada é aumentada para 3,5 kHz, é possível verificar na Figura 27c, que a frequência do sinal de entrada (cor amarela) é diferente do sinal de saída (cor azul). Essa diferença é explicada devido a característica do filtro *antialiasing* selecionado no módulo, em que mesmo limitando o sinal de entrada, ocorre o efeito *aliasing* no sinal de saída por conta da atenuação de 20 dB do filtro. Como este filtro não consegue atenuar o sinal antes da metade da frequência de amostragem (3 kHz), acaba ocorrendo a sobreposição espectral (efeito *aliasing*), no sinal reconstruído.

4.5. CUSTOS

Os custos para o desenvolvimento deste trabalho foram sistematizados na Tabela 7.

Tabela 7 – Custos para o desenvolvimento do projeto

Produtos Adquiridos	Unidade	Preço Total (Reais)
Cypress CY8CKIT-042-BLE	1	492,67
Texas Instruments MSP430F2132T	1	10,65
Emulador MSP430	1	371,45
MSP-TS430PW28	1	287,47
Filtro Maxim modelo 7407 CSA	2	61,06
Filtro Maxim modelo 7404 ESA	2	60,04
Filtro Maxim modelo 7404 EPA	2	93,32
Placa perfurada	2	100,00
Schmitt-Trigger SN74LS47N	2	12,50
Componentes	---	50,00
Conversor digital/analógico MX7545JN	1	44,30
Preço Total: R\$ 1583.46		

Fonte: Autoria Própria (2017).

4.6. CRONOGRAMA

Nesta seção é apresentado o tempo de desenvolvimento gasto em cada tarefa desenvolvida neste trabalho. Os resultados estão sistematizados na Tabela 8.

Tabela 8 – Cronograma

Tarefas	Data Início/Fim	Tempo Estimado (Horas)	Tempo Gasto (Horas)
Estudo sobre o desempenho de filtros	13/02/2017 à 30/04/2017	80	260
Implementação do firmware do PSOC	10/07/2017 à 24/07/2017	40	40
Implementação do firmware para o MSP-430	25/07/2017 à 02/09/2017	40	140
Desenvolvimento do Módulo	03/09/2017 à 28/10/2017	80	180
Testes do Módulo	29/10/2017 à 25/11/2017	80	160
Escrita do relatório	13/02/2017 à 02/12/2017	200	200

Fonte: Autoria Própria (2017).

5. CONCLUSÃO

Este trabalho tem como principal objetivo abordar a ocorrência e consequências do efeito *aliasing* em sinais analógicos. No desenvolvimento dos resultados apresentados na seção 4.1, é possível verificar que o filtro que possui melhor desempenho para atenuação de sinal, é o filtro elíptico. Com este filtro torna-se possível atenuar um sinal de uma maneira mais eficiente, quando comparado com outras funções de aproximação, entre elas, Butthworth e Chebyshev. Por este motivo os filtros *antialiasing* comerciais, utilizam a função de aproximação de Cauer (filtro elíptico). A Figura 20 compara três funções de aproximação, Butthworth, Chebyshev e Cauer. Todas possuem a mesma ordem (8ª ordem) e foram submetidas aos mesmos sinais de entrada. Nessa abordagem é possível concluir que o filtro com função de aproximação de Cauer atenua o mesmo sinal com maior eficiência, quando comparado com os filtros com funções de aproximação de Butthworth e Chebyshev.

Com isso, o uso dos filtros com função de aproximação de Cauer, possibilitou relacionar os conceitos abordados teóricos aqui apresentados, e viabilizar a apresentação dos efeitos do *aliasing* sobre um sinal.

Visando apresentar todos os objetivos estipulados neste trabalho, foram criados três cenários, que permitem mostrar aos estudantes toda a problemática que o efeito *aliasing* exerce no processo de reconstrução de sinais. Nestes três cenários também foram apresentadas as soluções adequadas de implementação de filtros, e quais as consequências de se utilizar filtros projetados de forma inadequada, na reconstrução de sinais.

Os cenários criados na seção 4, possibilitam mostrar aos estudantes as noções, tanto visuais (com auxílio de osciloscópio) como sonoras, de implementações de filtros com soluções adequadas. Isso com a utilização de filtros com aproximação de Cauer, e filtros com soluções inadequadas, implementados para uma função de primeira ordem com componentes imprecisos, e frequência de corte definida de maneira inadequada, onde a atenuação deste filtro é ineficiente.

Com estes filtros foi possível realizar um comparativo sobre a eficiência do desempenho de diferentes implementações. No Cenário 1, foi implementado um filtro adequado que atenua um sinal à 60 dB, para uma frequência de corte definida em 2,5

kHz. Neste filtro o efeito *aliasing* é anulado completamente no processo de amostragem, por conta da eficiência do filtro em limitar o espectro de entrada, evitando assim a sobreposição espectral do sinal amostrado.

No Cenário 3, foi implementado um filtro com características opostas ao Cenário 1, onde as diferenças estão na ordem implementada, na função de aproximação, no procedimento de implementação do filtro (neste cenário foi implementado um filtro com o auxílio do software FilterPro) e na frequência de corte definida em 3 kHz. Com estas características implementadas, pode-se apresentar aos estudantes um cenário onde é implementado filtro *antialiasing* e mesmo com a limitação da frequência do sinal amostrado, ocorre o efeito *aliasing*.

Portanto, ao analisar os Cenários 2 e 3, é possível mostrar aos estudantes todos os problemas que o efeito *aliasing* causam em um sinal amostrado. O Cenário 1 permite apresentar a solução adequada para eliminar efetivamente o problema do efeito *aliasing*.

Com estas três abordagens mostradas nos Cenários 1, 2 e 3, pode-se oferecer ao estudante uma maneira concreta de se relacionar os conteúdos abordados na teoria de amostragem. Isso, oferece ao estudante uma vivência da ocorrência do efeito *aliasing* em sinais sonoros, e quais abordagens devem ser adotadas para eliminar este problema durante a reconstrução do sinal.

Para trabalhos futuros, pode ser adotado melhorias na parte de hardware, criando um circuito impresso e substituindo os dois microcontroladores, para algum modelo que atenda todas as necessidades do projeto. Também é possível efetuar estudos para utilização de voz no processo de amostragem, com a finalidade de aumentar a experiência do efeito *aliasing* aos estudantes, e proporcionar estudos da influência da sobreposição espectral em sinais envolvendo voz.

REFERÊNCIAS

Cypress Semiconductor Corporation. Datasheet: PSoC® 4: PSoC 4XX7_BLE Family Datasheet. 2017.

LATHI, B. P. **Sinais e Sistema Lineares**. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 2007.

Maxim Integrated Products. MAXIM 8th-Order, Lowpass, Elliptic, Switched-Capacitor Filters. 1999 - MAX7400/MAX7403/MAX7404/MAX7407.

Maxim Integrated Products. CMOS 12-Bit Buffered Multiplying DAC. 1995 - MX7545.

NYQUIST, Harry. **Certain Topics in Telegraph Transmission Theory** PROCEEDINGS OF THE IEEE, v.90, n.2, 2002. Disponível em: <<http://astro.if.ufrgs.br/med/imagens/nyquist.pdf>> Acesso em: 10 de Jan. 2017.

NILSSON, James W; RIEDEL, Susan A. **Circuitos Elétricos**. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2009.

Texas Instruments Incorporated. Datasheet: MSP430F21x2. 2012.

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ. **Normas para apresentação de documentos científicos**. 8. ed. Curitiba: UTFPR, 2008.